HANDBUCH DER DRAHTLOSEN TELEGRAPHIE UND TELEPHONIE

Dr. ALOIS NESPER

MÜNCHEN 1913

HANDBUCH DER DRAHTLOSEN TELEGRAPHIE UND TELEPHONIE

EIN LEHR- UND NACHSCHLAGEBUCH
DER DRAHTLOSEN NACHRICHTENÜBERMITTLUNG

VON

DR. EUGEN NESPER

ZWEI BÄNDE

MIT 1321 ABBILDUNGEN IM TEXT UND AUF TAFELN

ERSTER BAND

BERLIN
VERLAG VON JULIUS SPRINGER
1921

Digitized by Google

621.3841
N462

Alle Rechte, insbesondere das der Übersetzung
in fremde Sprachen vorbehalten

Copyright 1921 by Julius Springer in Berlin

295851

STANFORD LIBRARY

Digitized by Google

Meiner Mutter

zum Gedächtnis

Digitized by Google

Vorwort.

Zweck und Daseinsberechtigung des Buches gegenüber der vorhandenen umfangreichen drahtlosen Literatur. Obgleich offenbar als Folge des großen allgemein vorhandenen Interesses für drahtlose Telegraphie wohl auf keinem anderen naturwissenschaftlichen Gebiete, außer einer Unzahl sonstiger Veröffentlichungen, eine so erhebliche Anzahl von radiotelegraphischen Büchern erschienen ist (siehe Kap. XI, II. Band, S. 446, in welchem die hauptsächlichsten Bücher und Arbeiten aufgeführt sind), fehlt es doch bis heute an einer zusammenfassenden, vollkommen modernen Darstellung, in welcher in synthetischer Form Wesen, Geschichte, wichtigste Konstruktionsgesichtspunkte, Apparate und Typstationen der drahtlosen Telegraphie auf möglichst breiter Basis wiedergegeben sind.

Diesem Mangel versucht das vorliegende Buch abzuhelfen. Bei den bisher erschienenen Darstellungen über drahtlose Nachrichtenübermittlung, auch in den großen Werken, ist die Anordnung des Stoffes stets so getroffen, daß zum Verständnis des Gegenstandes die gesamte Lektüre des Buches erforderlich ist. Außerdem macht sich in vielen Werken der Nachteil bemerkbar, daß die betreffenden Gegenstände nicht an einem Orte, sondern an den mannigfaltigsten Stellen und unter den verschiedenartigsten Kombinationen zu finden sind.

Dieses hat den Übelstand, daß auch derjenige, welcher sich über eine bestimmte Sache informieren will, gezwungen ist, das ganze Buch durchzustudieren, und daß man bei einer bestimmten Fragestellung genötigt ist, an vielen Stellen nachzuschlagen.

Einteilung des Buches und zweckmäßigste Art der Lektüre bei Verwendung für Informations- und Lehrzwecke. Die Vermeidung beider Nachteile strebt das vorliegende Buch an. Es ist zu diesem Zwecke eine Einteilung des Stoffes in der Weise getroffen, daß in der Einleitung (Kap. I) nach Aufzählung der Hauptanwendungsgebiete der drahtlosen Telegraphie ein oberflächlicher Überblick über das Schwingungsphänomen und den Mechanismus der drahtlosen Zeichenübermittlung gegeben ist. Hierdurch ist es auch demjenigen ermöglicht, welcher sich in das Wesen der drahtlosen Telegraphie erst einarbeiten will, ohne Zuhilfenahme anderen Materials ein Bild der gesamten drahtlosen Nachrichtenübermittlung zu gewinnen.

Es folgt in Kap. II eine Darstellung der Entwicklung der drahtlosen Telegraphie in ihren wichtigsten Punkten in historischer Form.

Kap. III schildert hierauf die bemerkenswertesten Meß- und Beobachtungsinstrumente sowie einige der gebräuchlichsten Kontrollverfahren.

Alsdann ist in Kap. IV eine Besprechung der physikalischen Grunderscheinungen des quasistationären Kreises wiedergegeben. Im Anschluß hieran folgen die Besprechungen der Grundformen der bemerkenswertesten typischen Sendeverfahren und ihrer physikalischen Erscheinungen. Es schließt sich an die Darstellung der Kopplung und Dämpfung der nicht gerichteten und gerichteten Luftleitergebilde, der Fortpflanzung der elektrischen Wellen durch den Raum und ihre Beeinflussung durch atmosphärische Störungen. Den Schluß dieses

Digitized by Google

Kapitels bildet die Besprechung der Empfänger in ihren verschiedensten Modifikationen.

Eine Ergänzung dieser physikalischen Ausführungen in laboratoriumstechnischer Hinsicht ist in dem folgenden Kap. V in Gestalt der wichtigsten Aufgaben aus der Hochfrequenzmeßtechnik gegeben. Auch die in meß- und entwicklungstechnischer Hinsicht besonders wichtigen Frequenzmesser der drahtlosen Telegraphie sind in dem folgenden Kap. VI besonders behandelt.

Die Apparate und ihre Einzelteile und Eigenschaften sowie alle bemerkenswerten sonstigen Stationsbestandteile (u. a. auch Isolatoren, Masten usw.) sind in Kap. VII beschrieben. Die Anordnung des Stoffes ist im allgemeinen hierbei so getroffen, daß die hauptsächlichsten Apparate und ihre Funktionen in Anordnung und Reihenfolge gemäß den physikalischen Anordnungen und Grunderscheinungen von Kap. IV wiedergegeben sind. Es bildet also Kap. VII eine direkte konstruktive Ergänzung des physikalisch gehaltenen Kap. IV.

Die Apparate, welche in Kap. VII beschrieben waren, bilden die wesentlichen Bestandteile der drahtlosen Stationen, die anhand der erforderlichen Schaltungsschemen in Kap. VIII zum Gegenstand der Darstellung gemacht sind.

Die bisher allerdings noch recht bescheidene Anwendung der drahtlosen Nachrichtenübermittlung im Eisenbahnverkehr ist in Kap. IX behandelt.

Der drahtlosen Telephonie, deren Bedeutung immer noch erheblich gegenüber derjenigen der Telegraphie zurücksteht, ist Kap. X gewidmet.

Wie bereits eingangs erwähnt, ist die Literatur über Arbeiten aus dem Gebiete der schnellen elektrischen Schwingungen außerordentlich umfangreich, so daß es auch nicht annähernd möglich ist, ein einigermaßen vollständiges Literaturverzeichnis, noch dazu im Rahmen eines Buches, zusammenzustellen. In Kap. XI sind zunächst einige der wichtigsten Lehrbücher und zusammenfassende Darstellungen über drahtlose Nachrichtenübermittlung besprochen. Sodann folgt ein Verzeichnis, geordnet nach den wesentlichsten Teilen, aus denen sich drahtlose Anlagen einschließlich ihrer Arbeits- und Wirkungsweise theoretisch und praktisch zusammensetzen.

In weitgehendstem Maße ist der Stoff durch Überschriften unterteilt, um ein Auffinden der betreffenden Stelle nach Möglichkeit zu erleichtern.

Belanglose Wiederholungen haben sich bei dieser Anordnung der Materie leider nicht vollkommen vermeiden lassen. Indessen dürften diese, soweit sie im Interesse des Aufbaues des Buches im vorerwähnten Sinne erforderlich waren, sich infolge ihrer an den einzelnen Stellen abweichend voneinander gewählten Darstellungsart bei der Lektüre des Buches kaum störend bemerkbar machen.

Aus der Entstehungsgeschichte des Buches. Obgleich ich mit den Vorarbeiten für das Buch vor 1914 begonnen habe — es waren außer der sehr umfangreichen Materie zahlreiche Originalveröffentlichungen eingehend zu berücksichtigen —, ist die Ausarbeitung und endgültige Konzeption erst im Weltkriege und in der wissenschaftlichen Arbeiten noch weniger günstigen Folgezeit erfolgt. Das Buch ist also als echtes Kriegskind, bei welchem Schwierigkeiten jeder Art getreulichst Pate gestanden haben, anzusprechen. Mehr als einmal befand sich das Manuskript in Gefahr, der Vernichtung anheimzufallen. Einige Teile sind auch tatsächlich verloren gegangen und mußten reproduziert werden. Als besondere Erschwernis für die Niederschrift und Aufzeichnung der Figuren, welche ich zum größten Teil selbst bewirkt habe, kam noch inbetracht, daß ich die vorliegende Arbeit fast durchwegs nur in den wenigen vom Kriegsdienst erübrigten Freistunden ausführen konnte, wozu noch ein anderer Umstand sich hinzugesellte, der nach mehreren Richtungen jede schriftstellerische Tätigkeit äußerst erschwerte. Ich wurde nämlich veranlaßt, im Sommer 1917 nach Wien zu übersiedeln, um mich an der Geschäftsführung

Digitized by Google

der daselbst im Interesse der österreichisch-ungarischen funkentelegraphischen Entwicklung ins Leben gerufenen Lorenzwerke zu beteiligen. Es erwies sich jedoch, daß in der klassischen Stadt des Audionfrequenzbereiches Beethovens und Schuberts infolge verschiedener wesentlicher Umstände, insbesondere durch den bei den ungenügenden technischen Hilfsmitteln damals schon verlorenen Krieg trotz eines großen in das Unternehmen gesteckten Arbeitsaufwandes weder die beabsichtigte Leistungsfähigkeit zu bewirken war, noch die technische Entwicklung in vollem Ausmaß erzielt werden konnte. Diese Erschwernisse haben es mit sich gebracht, daß die Beendigung und Drucklegung des vorliegenden Buches wesentlich später erfolgt ist, als dies sonst möglich gewesen wäre. Es sind daher manche Gedanken und Ausführungen in ähnlicher Form von anderen Autoren, welche in der glücklichen Lage waren, über ihre Zeit willkürlicher zu verfügen, vorveröffentlicht worden.

Anerkannte und zweifelhafte theoretische Grundanschauungen. Trotz alledem hoffe ich, daß mir ein einheitliches Zusammenfassen des Ganzen gelungen ist, welches sowohl dem Geschaffenen als auch den Anschauungen der drahtlosen Nachrichtenübermittlung bis in die neueste Zeit entspricht. In manchen Punkten der drahtlosen Nachrichtenübermittlung ist man trotz außerordentlicher wissenschaftlicher Anstrengungen bei allen sich in wissenschaftlicher Beziehung mit der drahtlosen Telegraphie beschäftigenden Nationen bis heute nicht zu einer allseitig anerkannten Einheitsanschauung gelangt. Die von mir vertretenen und wiedergegebenen Theorien und Darstellungen können bei dieser oft vorhandenen Vielheit der Erfahrungen und Anschauungen schon naturgemäß nicht allen Richtungen entsprechen. Ich habe in solchen Fällen stets diejenige Deduktion bevorzugt und zugrunde gelegt, welche der physikalischen Vorstellung am besten Rechnung trägt. Dieses wird, wie ich indessen hoffe, die Freude des Lesers an der vorliegenden Abhandlung, welche auch als Lehrbuch gedacht ist, nicht beeinträchtigen.

Wo ich geirrt habe, bitte ich, meine irrtümliche Anschauung mir freundlichst mitzuteilen, damit ich gegebenenfalls künftig Remedur treffen kann.

Prioritäts- und Autorenfragen. Eine besondere Schwierigkeit, mehr noch als bei anderen Darstellungen, welche in das technische und industrielle Gebiet herüberspielen, besteht bei allen drahtlosen Veröffentlichungen hinsichtlich der an sich schon unangenehmen Prioritätsfragen. Die meisten Gedanken und „Ideen" sind schon seit langem „vorveröffentlicht", zum Teil schon zu einer Zeit, da es noch gar keine drahtlose Telegraphie gab. Als wirkliche Erfindungen können derartige Veröffentlichungen, selbst wenn ihnen das Patentamt aus juristischen Gründen einen hohen Wert beimißt, nicht angesehen werden. Es ist vielmehr bei allen technischen Errungenschaften nach unserer Anschauung nur derjenige der Erfinder, welcher einen neuen Gedanken in die Praxis umsetzte. Hier ist der kapitalsschwache Erfinder den großen industriellen Gesellschaften gegenüber, welche sich in Laboratoriumsuntersuchungen kaum eine finanzielle Mäßigung aufzuerlegen brauchen, im Hintertreffen. Infolgedessen hat auch im letzten Jahrzehnt die Hauptentwicklung der drahtlosen Telegraphie bei den industriellen Firmen stattgefunden und zwar in den letzten Jahren im wesentlichen bei der Marconigesellschaft (London) und bei Telefunken (Berlin). Die Ausbildung der Röhren und Röhrenschaltungen hat durch Forscher und industrielle Unternehmungen der Vereinigten Staaten einen außerordentlichen Impuls erhalten, wobei auch in dieser Hinsicht die Kriegsverhältnisse Nordamerika besonders begünstigt haben.

Der gekennzeichnete Standpunkt hinsichtlich „Idee" und tatsächlich ausgeführtem Gedanken ist im vorliegenden Buche eingehalten, und nur in der historischen Entwicklung sind im allgemeinen auch solche theoretischen Ideen

Digitized by Google

mitaufgenommen worden, welche zwar zunächst keinen praktischen Erfolg hatten, die aber später die wirklichen Pioniere der drahtlosen Telegraphie befruchtet haben.

Nicht immer sind die Namen der bahnbrechenden Ingenieure und Forscher bekannt geworden. Es liegt dies am kapitalistisch-industriellen System, welches außer einer weitgehendsten Spezialisierung auch seiner geistigen Arbeitskräfte eine Anonymität der dem Unternehmen verpflichteten Ingenieure und Physiker herbeigeführt hat. Nur in vereinzelten Fällen ist es bisher den Erfindern neuer Gedanken möglich gewesen, ihren Namen mit in der Patentschrift erscheinen zu lassen. Bei den mannigfaltigen Anordnungen, welche aber nicht als patentfähig gewürdigt wurden und der Mehrzahl der industriell Tätigen ist die Autorlosigkeit der geschaffenen Anordnung allgemein. Das Buch nimmt daher Veranlassung, soweit sich die Urheberschaft einigermaßen mit Sicherheit feststellen ließ, und sofern keine sog. „Etablissementserfindung" vorlag, den Namen des Schaffenden zugleich mit der Jahreszahl und der ausführenden Firma zu nennen.

Aufbau des Buches entsprechend den Anforderungen der Praxis unter Berücksichtigung theoretischer Probleme und Vermeidung der Schilderung nur augenblicklich modernster Einrichtungen. Bei allen nachstehenden Ausführungen sind, abgesehen von historischen Reminiszenzen, ferner die Gesichtspunkte und Anforderungen der modernen drahtlosen Praxis in weitgehendstem Maße berücksichtigt worden. Es war infolgedessen stets von Fall zu Fall notwendig, dieser Forderung die theoretische Begründung und Entwicklung anzupassen.

Wenn im übrigen in einer Gesamtdarstellung nur die Schaltungen von gerade modernen Stationen, Apparaten und Ausführungsformen der zur Zeit allein für aktuell angesehenen Anordnungen aufgenommen werden sollten, so würde man sich naturgemäß auf einen erheblich geringeren Buchumfang beschränken können. Man würde die Röhrensender- und Empfangsschaltungen und die Röhrenlautverstärker diskutieren, für Großstationen im wesentlichen auf die maschinelle Erzeugungsart der Schwingungen eingehen, die Lichtbogensender beschreiben und vielleicht auch noch einige Ausführungen über tönende Funkensender wiedergeben. Auch die Antennenfrage könnte verhältnismäßig einfach, wenigstens für feste Stationen behandelt werden, da in der Hauptsache die namentlich auch in Zukunft immer mehr inbetracht kommenden gerichteten Anordnungen im Brennpunkt des Interesses stehen. Besonders ausführlich würde man allerdings noch alle diejenigen Einrichtungen zu besprechen haben, welche zur Herbeiführung der Störungsfreiheit gegen atmosphärische Störungen und andere Sender in Vorschlag gebracht wurden. Auch die Entkopplungseinrichtungen, Empfangsteiler usw. würden im Zusammenhang hiermit zu erwähnen sein, obwohl auch diese Einrichtungen in ihrer Bedeutung durch die modernen Spulenempfänger-Verstärker erheblich verloren haben. Der für die Stationsdimensionierung, Abnahme und den Betrieb immer notwendiger werdenden Meßtechnik müßte man selbstverständlich durch eingehende Ausführungen gerecht werden müssen.

Es ließe sich wie gesagt eine nur die zur Zeit modernsten Anordnungen zum Gegenstand der Erörterung machende Darstellung geben, welche nicht allzu umfangreich gehalten zu werden brauchte.

Wenn hiervon jedoch bei der vorliegenden Darstellung Abstand genommen wurde und vielfach wenigstens kurz auf Anordnungen eingegangen worden ist, die momentan nicht „hochaktuell" sind, so war hierfür, abgesehen davon, daß es sich um ein Handbuch handelt, mehr als ein Grund maßgebend. Der wichtigste ist der, daß eine Einrichtung, welche für ein oder auch mehrere Gebiete ausgezeichnet sein kann, im allgemeinen nicht eine derartige Universalität besitzen

Digitized by Google

wird, daß sie als drahtloser „Stein der Weisen" anzusprechen wäre. Wenn es auch auf dem Empfängergebiete, sofern man von den für feste und leichtbewegliche Stationen (Flugzeugstationen) geschaffenen Anordnungen absieht, zu einer gewissen Grundtype des Sekundärkreisempfängers mit Audion und Kristalldetektor sowie Röhrenschwebungsempfang gekommen ist, so gilt dies doch keineswegs mehr für die Sender. Hier liegen vielmehr die Verhältnisse so, daß nahezu alle bekanntgewordenen prinzipiell voneinander verschiedenen Anordnungen, welche in die Praxis Eingang gefunden hatten, auch nach wie vor noch mindestens für spezielle Fälle, stellenweise aber für besondere Gebiete (z. B. Kolonialdienst) ihre Daseinsberechtigung besitzen. Auch bei den zahlreichen anderen Anordnungen wie Antennen, Meßeinrichtungen usw. liegen die Verhältnisse ähnlich.

Weiterhin ist aber zu beachten, daß eine Besprechung selbst zur Zeit weniger interessant erscheinender Dinge auch aus dem Grunde gerechtfertigt erscheint, weil häufig durch Wiederaufgreifen eines früher als unausführbar oder unökonomisch angesehenen Apparates bei einem neuen Entwurf sich die Lebensfähigkeit des betreffenden Gegenstandes herausstellt, z. B. durch Hinzufügung einer scheinbaren Kleinigkeit, einer anderen Dimensionierung oder besseren Werkstattsausführung, sich eine für die drahtlose Nachrichtenübermittlung brauchbare Einrichtung ergeben kann. Der Lichtbogengenerator, die elektrolytische Zelle, die Reflexionsmaschine und die Röhre sind hierfür einige Beispiele. Im übrigen kann man sich die Lehren des Weltkrieges für die Beurteilung derartiger Dinge zunutze machen, welche eindeutig zeigen, daß manche schon vor 1914 längst als abgetan bezeichneten Einrichtungen sich gerade bei der modernen Kriegsführung gut bewährt haben. Sind doch beispielsweise nichttönende Funkensender nach der alten Marconianordnung, welche mit seltenen Funkenentladungen und nur einer festen Welle arbeiten, bei vielen Gelegenheiten mit Erfolg benutzt worden. Die Zahl derartiger Fälle ließe sich ohne weiteres vermehren. Es kommt eben wie in der gesamten Technik so auch in der drahtlosen Telegraphie nicht auf „Ideen" an, sondern auf die Art der konstruktiven und wirtschaftlichen Lösung.

Schließlich möge aber noch ins Treffen geführt werden, daß für das Verständnis einer großen Anzahl von Anordnungen die Betrachtung des Entwicklungsganges wertvoll erscheint, und daß häufig sogar nur auf diesem Wege Aufgabenstellung und Lösung eine befriedigende Erklärung finden können.

Es sind abgesehen hiervon selbstverständlich die einzelnen Apparate, Anordnungen und Systeme, welche nach dem gegenwärtigen Stand der Technik das größte Interesse beanspruchen, besonders eingehend zum Gegenstand der Erörterung gemacht worden.

Im übrigen sind ferner noch soweit als irgend tunlich theoretische Betrachtungen eingeflochten, an manchen Stellen auch über Gegenstände, welche nach den heutigen Ansichten vielfach als abgetan gelten, oder deren Aussichten für die Praxis gering zu sein scheinen. Es ist aber zu bedenken, daß sich gerade über prinzipielle Anordnungen die Urteile häufig grundsätzlich ändern, so daß schon mit Rücksicht hierauf ein Eingehen offenbar zweckmäßig war.

Die Figuren, insbesondere die Schaltungsschemata sind unter Berücksichtigung der prinzipiellen Gesichtspunkte und der charakteristischen Formgebung so gezeichnet, daß der Beschauer ein Bild der wichtigsten Vorgänge erhält, und daß er nicht durch unwesentliche Details abgelenkt wird. Im übrigen sind gerade die neuen und neuesten Anordnungen berücksichtigt, von denen viele bisher überhaupt noch nicht diskutiert worden sind.

Veröffentlichung von drahtlosen Schaltungen, Konstruktionen und Geheimhaltungsvorschriften, insbesondere aus militärischen

Digitized by Google

Gründen. Die Technik der drahtlosen Nachrichtenübermittlung war im allgemeinen in noch schärferem Maße, als dies ohnehin schon in der Elektrotechnik üblich war, Geheimhaltungsbedingungen unterworfen. Es hat dies seinen Grund einerseits in patentrechtlichen Bedenken, eine Anordnung, welche die Industrie geschaffen hat, erst bekanntzugeben, nachdem die patentamtlichen Rechte gewahrt sind, was also, da nunmehr sämtliche inbetracht kommenden Kulturstaaten der allgemeinen Patentunion angehören, vom Tage nach der Einreichung der Patentanmeldung an gerechnet der Fall ist. Fernerhin wünscht man aber noch vielfach, die Konkurrenz durch Veröffentlichungen nicht klug bzw. frühzeitig auf die jeweiligen Arbeitsgebiete aufmerksam zu machen.

Der erste Grund ist selbstverständlich berechtigt, da die patentamtliche Wahrung der Rechte neben einer soliden fabrikatorischen Ausführung und zweckmäßigen Konstruktion der Hauptschutztitel ist, den ein industrielles Unternehmen besitzt, solange die Industrie auf eine kapitalistische Basis gestellt ist. Der zweite Grund kann hingegen einer ernsthaften Kritik auf die Dauer nicht standhalten und würde eine Verkennung der wissenschaftlichen und technischen Qualitäten der industriellen Arbeitskräfte darstellen. Die Sachlage ist heute die, daß es sich hinsichtlich des Entwurfs und der Konstruktion von Stationen und Apparaten nicht um eine zunftmäßige Kunst handeln kann, welche besondere Fabrikationsgeheimnisse in sich birgt, sondern daß vielmehr die Gesichtspunkte und Qualitäten einem größeren Kreise von Intellektuellen geläufig sind.

Ein Moment kommt allerdings bei der Technik der drahtlosen Nachrichtenübermittlung noch besonders hinzu, und zwar ist dies die Geheimhaltung aus militärischen Rücksichten. Infolge der außerordentlichen Wichtigkeit, welche die drahtlose Nachrichtenübermittlung im Kriege bewiesen hat, werden auch in Zukunft, soweit es nicht gelingt, ein vollkommen pazifistisches Weltprogramm durchzuführen, aus den „Interessen der Landesverteidigung" mindestens Anordnungen und auch Anforderungen wie Wellenlängenbereiche, Störungsfreiheiten usw., welche von den betreffenden Apparaten geleistet werden, geheim zu halten sein.

Abgesehen von diesen Beschränkungen, denen nur teilweise eine gewisse Berechtigung zuzusprechen ist, sollte man indessen sich allmählich zu einem weitherzigeren Standpunkt bekennen und die Mittel der drahtlosen Telegraphie, welche berufen erscheinen, auch andere Gebiete wesentlich zu befruchten, möglichst unbehindert veröffentlichen, wie dies z. B. in mustergültiger Weise durch die „Telefunkenzeitschrift" erfolgt, um ohne einschränkende Geheimhaltungsbedingungen die Prinzipien der Hochfrequenztechnik der Allgemeinheit wenigstens literarisch zugänglich zu machen.

Die in dem Buche beschriebenen Stationen, Apparate und Einrichtungen sollen in der Hauptsache nur als Schulbeispiele für die von der Technik erzielten Leistungen gewertet werden. Ich habe das Material hierfür von dort entnommen, wo es mir am raschesten und bequemsten zugänglich war, wobei noch zu berücksichtigen ist, daß die Firmen häufig gegen Materialhergabe ängstliche Geheimhaltung vorschützen, worunter sich stellenweise allerdings auch Dürftigkeit der Konstruktionsgedanken und mangelnde Originalität der Ausführung verbergen dürfte. Ich habe ferner nach Möglichkeit diejenigen Typen ausgewählt, welche mir für die Darstellung den besten pädagogischen Charakter zu zeigen schienen. Keinesfalls soll durch die gewählten Beispiele angedeutet werden, daß andere Firmen nicht in gleicher oder ähnlicher Weise befähigt gewesen wären, derartige Typen zu entwickeln, und ebensowenig soll durch die gewählten Beispiele für die betreffenden Firmen, von denen sie entwickelt sind, Reklame gemacht werden.

Digitized by Google

Bei der Abfassung des Buches bzw. beim Korrekturenlesen bin ich in freundlichster Weise unterstützt worden von folgenden Herren: Ministerialdirektor Dr.-Ing. Hans Bredow (Berlin), Dr. Ernst Grave (Berlin), Oberingenieur Otto Scheller (Berlin), Professor Dr. Herrmann Scholl (Leipzig). Ich möchte den gesamten Herren auch an dieser Stelle für die aufgewendete Zeit und Mühe herzlichst danken und bemerken, daß ich für sämtliche meiner Ausführungen allein die Verantwortung trage.

Besonderen Dank bin ich der Verlagsbuchhandlung Julius Springer schuldig für das weitgehende Eingehen auf meine Wünsche und die sorgfältige Ausstattung des Buches unter sehr schwierigen Zeitumständen.

Möchte die nachstehende Darstellung dazu dienen, die durch die Kriegs- und Nachkriegsverhältnisse namentlich im Ausland oft falsch eingeschätzte deutsche Mentalität zu stärken und der deutschen Industrie bei ihrem Wiederaufbau zu nutzen.

Berlin, / Wien, März 1921.

E. Nesper.

Digitized by Google

Inhaltsverzeichnis.

Seite

Symbole XLVII
Abkürzungen von Firmenbezeichnungen XLVIII
Bezeichnungen XLIX

Erster Band.

Kapitel I. Einleitung.

Band I, Seite

I. Anwendungsgebiete der drahtlosen Telegraphie 1
A. Verwendung der drahtlosen Telegraphie im Kriege bei der Landarmee . . 1
a) Feuerprobe der drahtlosen Telegraphie im russisch-japanischen Kriege 1904 1
b) Im Bewegungskriege. Fahrbare Militärstationen 1
c) Bewegliche Signalstationen 1
d) Verringerung der Spionengefahr durch Benutzung von drahtlosen Stationen 2
e) Sammlung versprengter Truppen und größerer Armeeverbände durch drahtlosen Nachrichtenaustausch 2
f) Gerichtete Störsender und Empfänger (Marconianordnung) 2
g) Verfolgungsmöglichkeit fliehender Truppen infolge ihres drahtlosen Nachrichtenaustausches 2
h) Verständigung mit eingeschlossenen Festungen durch F.-T.-Verkehr . . 2
i) Verständigung der Mutterstaaten mit den Kolonien 3
k) Nachrichtenaustausch mit dem neutralen Ausland 3
l) Drahtlose Propagandadepeschen im Kriege 5
B. Benutzung der drahtlosen Telegraphie im Kriege bei der Marine 5
a) Herbeifunkung von Dreadnoughts der Engländer für die Seeschlacht bei Santa Maria de Chile 5
b) Nachteile der niedrigen Masten und des geringer werdenden Mastabstandes bei Kriegsfahrzeugen. Maßnahmen der U. S. Navy 5
c) Verständigung von Torpedobooten, Tauchbooten. Anfrage und Warnung vor Minenfeldern 6
d) Verkehr bei Luftkreuzern, Flugzeugen etc. 6
e) Vermehrung der drahtlosen Stationen infolge des Weltkrieges 6
C. Resultate der drahtlosen Stationen und Apparate. Mangelnde Anerkennung der geleisteten Ingenieurtätigkeit 6
D. Anwendungsgebiete der drahtlosen Telegraphie im Frieden 7
a) Drahtloser Nachrichten-(Telegramm-)Verkehr zwischen größeren und Groß-Stationen eines Landes und für internationale Zwecke 7
b) Drahtlose Verkehrsstationen als Konkurrenz und Ersatz für Draht- und Kabeltelegraphie 8
c) Verkehrsdienst für Handelsschiffe 9
d) Sicherungsdienst für Schiffe, Nebel-, Eisberg- und Untiefenwarnung . . 9
e) Drahtlose Nachrichtenübermittlung und Sicherungsdienst in der Flußschiffahrt 11
α) Navigation 11
β) Sicherung des Schiffsbetriebes 11
γ) Fahrbetrieb und Frachtendienst 11
δ) Gesteigerter Komfort der Reisenden 11
ε) Ausrüstung der Flußstädte mit festen drahtlosen Stationen und Ausbau eines entsprechend unterteilten Stationsnetzes 12
f) Orientierung von Luftschiffen und Flugzeugen 12
g) Drahtloser Nachrichtenverkehr mit Inseln, vom Festland entfernten Leuchttürmen und Feuerschiffen 12
h) Drahtlose Uhrenkontrolle (Zeitsignaldienst) 12
i) Übermittlung von meteorologischen Beobachtungen 13

Digitized by Google

Band I, Seite

k) Drahtloser Pressedienst 13
α) Pressedienstzirkularverkehr 13
β) Pressespezialverkehr 13
γ) Übermittlung von Börsennachrichten 13
δ) Regierungsmitteilungen 14
ε) Pressedienst für Schiffe 14
ζ) Vorteile und Nachteile des drahtlosen Presseverkehrs 14
l) Notwendigkeit drahtloser Stationen für die Weltmachtstellung eines Landes 14
m) Anwendung der schnellen Schwingungen im Bergwerksbetrieb, in der Elektromedizin und dem Eisenbahnsicherungswesen 15
E. Bisher errichtete bzw. im Bau begriffene Großstationen 15
F. Interessentenkreis der drahtlosen Nachrichtenübermittlung und industrielle Betätigung in den meisten Ländern 16
a) Geheimhaltung und nationale Fabrikation 16
b) Einfluß des Großkapitals 17
c) Spekulative Erscheinungen beim Aktienverkehr drahtloser Gesellschaften. Verstaatlichung, Sozialisierung und Demokratisierung der drahtlosen Produktion und des drahtlosen Nachrichtenverkehrs 17
d) Staatliche Überwachung drahtloser Versuchsanlagen. Technische Fachkomissionen 18
G. Gesetzlicher Zwang der Einführung von drahtlosen Stationen auf Schiffen und Luftfahrzeugen 18
2. Mechanismus der drahtlosen Telegraphie 19
A. Physikalische Grundlagen der Schwingungserscheinungen 19
a) Schwingungsvorgänge und Spektrum der elektromagnetischen Schwingungen 19
b) Pendelschwingungen 20
α) Gedämpfte Schwingungen 20
β) Ungedämpfte Schwingungen 20
γ) Schwingungsdauer. Wellenlänge 21
δ) Abstimmung (Resonanz) 21
c) Elektrische Schwingungen 22
d) Prinzip des drahtlosen Funkensenders 22
α) Schwingungsenergie 22
β) Kurze Schwingungsdauer 23
γ) Luftleiter und Ausstrahlung. Drahtlose Telegramme nach dem Morsealphabeth 23
δ) Empfangsluftleiter und Empfänger 24
ε) Detektor und Telephon 24
ζ) Abstimmung 24
η) Energieumformung bei der drahtlosen Telegraphie 24
ϑ) Wirkungsgrad von Sender und Empfänger 25
3. Aufgabe und Lauf eines Radiotelegrammes 27

Kapitel II. Geschichtlicher Überblick.

A. Vorläufer der drahtlosen Telegraphie (von den ersten Anfängen bis 1896) 28
Benennung der drahtlosen Telegraphie 28
Galvanis Froschschenkelexperiment 28
Erste Versuche einer drahtlosen Nachrichtenübermittlung mit Niederfrequenz von Lindsay, Morse (Anwendung des Abstimmungsbegriffes), Gale und K. Steinkeil (Entdeckung der Erdrückleitung) 28
Versuche von J. H. Wilkins über den Tay-Fluß und Vorschlag einer drahtlosen Verständigung zwischen England und Frankreich 29
Entdeckung der oszillatorischen Entladung einer Leydener Flasche von J. Henry und P. T. Rieß 29
Theorie der oszillatorischen Kondensatorentladung von H. v. Helmholtz, W. Thomson, Kirchhoff 29
Experimente und Theorie des Elektromagnetismus von Faraday und J. C. Maxwell (v. Bezold) 29
Drahtlose Nachrichtenübermittlung mit Funkenstrecke und Mikrophonempfangskontakt und E. G. Hughes 29
Abstimmungsapparat von Crookes 30
Verwendung von Antennen- und Erdverbindungsansätzen von Dolbear . . . 30

Digitized by Google

Band I, Seite

Leitungs- und Induktionstelegraphie von Trowbridge, Smith, Bell, Edison, Gilliland, Phelps, Ader, Preece, Rubens, Rathenau und Strecker 30
Beweis der Wesensgleichheit aller elektrischen Strahlen des Spektrums durch H. Hertz 30
Vervollkommnung der Hertzschen Versuchsanordnungen und weiterer Ausbau der Schwingungstheorie von O. Lodge. Entwicklung des Resonanzgedankens und des geschlossenen Schwingungskreises sowie der Stoßerregung 31
N. Teslas Anordnungen einer drahtlosen Nachrichtenübermittlung für „große und kleine Entfernungen". Tesla-Transformator. Abstimmung des Empfängers auf den Sender 31
Erfindung der geerdeten Empfangsantenne mit dem schon vorher von Branly wiederentdeckten Kohärer durch Popoff 32
B. Stark gedämpfte, funkenerregte Sender und Kohärerempfänger ohne Abstimmung (1896—1900) 32
Righischer Dreifunkenstrecken-Oszillator 32
Erste Versuche mit Funkentelegraphie von G. Marconi 33
Marconis drahtlose Nachrichtenübermittlung auf geringe Entfernungen . . . 33
Nachteile des stark gedämpften Marconisenders und Verbesserungsbestrebungen Marconis in konstruktiver Hinsicht 34
Einschaltung der Selbstinduktionsspule in die Antenne. Unbewußte Abstimmung. Herabdrückung der Strahlungsdämpfung 34
Gründung der „Wireless Telegraph and Signal Co Ltd." in London (1897) und Errichtung der ersten größeren Radiostation auf den Needles 34
Absendung des ersten bezahlten „Marconigramms" 35
Beginn der drahtlosen Arbeiten in Deutschland durch Slaby-Arco (A. E. G.) und F. Braun (später Siemens & Halske). 35
Nachahmung der Marconischen Fundamentalanordnung in fast allen Ländern 35
C. Abgestimmte, funkenerregte Sender und Empfänger mit verminderter Dämpfung (geschlossener Schwingungskreis) (1900—1906) . . . 35
Geschlossener Schwingungskreis beim Sender und Empfänger; hierdurch geringere Dämpfung und wesentliche Steigerung der Energie und Reichweite, jedoch auch Zweiwelligkeit 35
Verwendung von etwa 20 Funken pro Sekunde und Wellenlängen von ca. 70 m bis zu etwa 300 m 36
Bau von größeren Stationen, insbesondere von solchen für den transatlantischen Nachrichtenverkehr durch die Marconi-Gesellschaft (Poldhu-Station) . . . 36
Priorität des geschlossenen Schwingungskreises (O. Lodge, G. Marconi, Slaby-Arco und F. Braun). Sendererdung (G. Marconi). Gegengewicht (F. Braun) Erkenntnis der Wirkungsweise des gekoppelten Funkensenders von M. Wien 36
Falsche Vorstellung über die Ausbildung und Fortpflanzung der elektrischen Wellen 37
Richtiges Bild der Schwingungsvorgänge im offenen Oszillator (Antenne) von A. Slaby und mathematische Bestätigung von Sommerfeld und Abraham 37
Einführung der Abstimmung in die Technik der drahtlosen Telegraphie. Wortlaut aus dem Marconischen Fundamentalpatent. Fassung des Abstimmungsgedankens von A. Slaby 38
Mehrfachtelegraphie von G. Marconi und Slaby-Arco 38
Weitere Steigerung der Senderenergie durch Induktorresonanz 39
Versuch, die Senderenergie beliebig zu steigern durch die „Energieschaltung" von F. Braun 39
Vorläufer der Wellenmesser der drahtlosen Technik. Lechersches Paralleldrahtsystem. Geschlossener kalibrierter Schwingungskreis von Bjerknes 40
Arcosche Resonatorspule 40
Braunscher Resonanzschwingungskreis für den Empfänger 40
Tertiärkreissystem (Aussiebesystem) von R. A. Fessenden. Befreiung von atmosphärischen Störungen 40
Versuche zur Unschädlichmachung atmosphärischer Störungen 41
Konstruktive Verbesserungen der drahtlosen Apparate durch A. Koepsel (Braun-Siemens und Halske). Konstruktion des Drehplattenkondensators 41
Kontinuierlich veränderlicher Wellenmesser mit geschlossenem Resonanzsystem, Einstell- und Ablesevorrichtung mit Strommesser, als erstes hervorragendstes drahtloses Meßinstrument von J. Zenneck, A. Koepsel und Franke-Dönitz 41
Beginn der Meßmöglichkeit in der drahtlosen Technik 42
Fusionierung der Braun-Siemens-Gesellschaft und der funkentelegraphischen Abteilung der A. E. G. und Gründung der Telefunkengesellschaft 42

Digitized by Google

Band I, Seite

„Lose Kopplung" von M. Wien, Mandelstam und Brandes 42
Verwendung von etwa 20—50 Funken pro Sekunde und Wellenlängen bis zu etwa 1500 m 42
Ersatz des Kohärers durch den elektrolytischen Detektor von G. Ferrié und W. Schlömilch 42
Magnetdetektor von Rutherford und G. Marconi 43
Nachteile der Funkensender mit seltenen Funkenentladungen 43
Gründung, Erfolge und Weiterentwicklung der beiden amerikanischen drahtlosen Firmen: National Electric Signaling Co und American de Forest Wireless Telegraph Co. 43
Vorkonferenz zur gesetzlichen internationalen Regelung der drahtlosen Telegraphie 44

D. Ungedämpfte Sender (Lichtbogenschwingungen und maschinell erzeugte Schwingungen), Funkensender mit gesteigerter Funkenzahl (rotierende Funkenstrecken, Stoßerregung), zwecks Erzielung eines musikalischen Tonempfanges. Detektor-, Tikker- und Schwebungsempfang, Röhrensender, Verstärkung der Empfangsschwingungen, Verbesserung der Störungsfreiheit (1906 bis zur Gegenwart) 44
Bemühungen, die disruptiven Entladungen, welche durch seltene Funken hervorgerufen wurden, durch kontinuierliche Schwingungen, die mittels eines Lichtbogenregenerators erzeugt wurden, zu ersetzen durch W. Duddell (1900) . 44
Weitere Lichtbogenversuche von Wertheim-Salomonsohn und Simon-Reich (1902). 44
Praktische Lösung des Lichtbogenproblems zur Schwingungserzeugung durch V. Poulsen (1903). Wasserstofflichtbogen in abgeschlossener Flammenkammer mit Magnetfeld und Elektrodenkühlung, wodurch kontinuierliche und ungedämpfte Schwingungen bis zu kleinen Wellen herunter und sehr große Energien erreicht wurden. Verbesserung der Abstimmfähigkeit drahtloser Stationen, einfache und rasche kontinuierliche Wellenveränderung . . 45
Möglichkeit der drahtlosen Telephonie durch den Poulsenschen Lichtbogengenerator 45
Energieschaltung mit dem Poulsenschen Lichtbogengenerator von R. Hartenstein und R. Herzog. Wesentliche Steigerung des Wirkungsgrades 46
Tikker und Tikkerschaltungen zum Empfang ungedämpfter Schwingungen von V. Poulsen und P. O. Pedersen. Steigerung der Abstimmschärfe und des Empfängerwirkungsgrades 46
Schnelltelegraphie mittels der vom Lichtbogengenerator erzeugten kontinuierlichen Schwingungen als wirksame Konkurrenz gegen die Kabeltelegraphie 46
Geschäftliche Verwertung der Poulsenschen Erfindungen. 47
Erste internationale Konferenz zur gesetzlichen Regelung der Anwendung drahtloser Telegraphie 47
Verbesserung der Funkentelegraphie durch Vergrößerung der Funkenzahl bis in den musikalisch hörbaren Bereich. Stoßsenderbestrebungen von Lodge, Cooper-Hewitt, Eichhorn und Brandes-Hahnemann 47
Löschfunkenstrecke und Stoßsenderanordnung von M. Wien (1906). Zwischenkreisanordnung 48
Ausbildung des Wienschen Verfahrens durch Telefunken. Musikalischer Tonempfang. Verbesserung der Abstimmung und Vergrößerung der Störungsfreiheit 48
Anordnung der „Hilfszündung" von Telefunken. 48
Funkenstreckenkonstruktion mit Löschwirkung von E. v. Lepel. 49
Vieltonschaltung mit bequem veränderlichem Senderton 49
Verbesserung des gekoppelten Funkensenders und Erzeugung eines musikalischen Tonempfanges durch rotierende Funkenstrecken von R. A. Fessenden und G. Marconi 49
Anordnungen, um auf maschinellem Wege ungedämpfte Senderschwingungen zu erzeugen. Prinzipielle Schwierigkeiten, hochfrequente Schwingungsenergien direkt in einer Maschine zu erzeugen 50
Erste Versuche und Hochfrequenzmaschinen von Tesla (1892), Fessenden (1904—1905) und Alexanderson (1906) 50
Hochfrequenzmaschine nach dem Reflexionsprinzip von R. Goldschmidt . . 51
Maschinelle Erzeugung ungedämpfter Schwingungen mittels statischer Hochfrequenztransformatoranordnungen, beruhend auf dem Frequenzsteigerungsprinzip von Epstein (1902), Joly und Vallauri (1910/11), in der Praxis zuerst verwertet von Telefunken (1913) 51

Digitized by Google

Band 1, Seite

Kombination einer Hochfrequenzmaschine mit ruhenden Transformatoren als günstigste Anordnung 52
Vervierfachungstransformatorschaltung von K. Schmidt (Lorenz A.-G.) . . . 52
Fortschritte auf dem Empfangsgebiet. Empfänger für Hörempfang im musikalischen Tongebiet. Rasch rotierender Tikker und Seitenunterbrecher für tönenden Empfang. Nachteile dieser Anordnungen 52
Anwendung der Kristall- oder Mineraldetektoren. (Kontaktdetektoren mit elektrolytischen bzw. Thermowirkungen) 53
Schreibempfang mittels Kristalldetektors und Seitengalvanometers. Schnellgeber und Schnellempfänger für feste Stationen 53
Gasdetektor von J. A. Fleming, Audion von L. de Forest. Anordnung des Hilfsfeldes (Anodenfeldes) 54
Verwendung der Röhre als Verstärker 55
Schwebungsempfang („Heterodynempfang") von R. A. Fessenden. Liebenröhre und Audion 55
Verwendung der Röhre als Sender 56
Marconis Schutzmittel gegen atmosphärische Störungen 56
Zwischenhöranordnung von G. Marconi 56
Anordnung zum gleichzeitigen Senden und Empfangen von G. Marconi . . . 57
Zweite internationale Konferenz 57
Abänderungen der Fundamentalanordnungen und irreführende Bezeichnung derselben als „Systeme" 57
Durchkonstruktion der Hochfrequenzelemente (Kondensatoren, Selbstinduktionsspulen usw.) in elektrischer und betriebstechnischer Hinsicht 57
Entwicklung der drahtlosen Meßtechnik, der Beobachtungs- und Kontrollapparate 57
Entwicklung der Antennen von stark strahlenden Gebilden geringer Kapazität in schwächer strahlende Luftleiter größerer Kapazität. Schirmantenne . 58
Vergrößerung der Betriebswellenlängen bis auf 15 000 m und mehr 58
Antennen für gerichtete Telegraphie 58
Erste Richtungsversuche von J. Zenneck und F. Braun mittels Spiegel- und Schirmwirkung. Benutzung phasenverschobener Schwingungen 59
Anordnung für gerichtete drahtlose Telegraphie von A. Arton und E. Bellini-Tosi („Radiogoniometer") 59
Erdantennen 60
Entwicklung der drahtlosen Telegraphie aus dem physikalischen Herumprobieren zur Ingenieurtätigkeit 60
Herauswachsen der Entwicklung der drahtlosen Telegraphie aus dem wissenschaftlichen Labarotorium des einzelnen Gelehrten und Weiterentwicklung durch industrielle Gesellschaften. Fortschritte durch staatliche Versuchsanlagen und Labarotorien 60
Weitere industrielle Entwicklung der drahtlosen Telegraphie. Gründung von drahtlosen Gesellschaften in nahezu allen Kulturländern. Zusammenstellung derselben und der „Systeme". Einfluß durch den europäischen Krieg . . 61
Aufgaben und Entwicklungsgang der drahtlosen Nachrichtenübermittlung im Weltkriege 63
Vorgesehener Ausbau des englischen Weltfunkennetzes 63
Entwicklung und Ausbreitung der Röhrensender und -empfänger 63
Empfindlichkeitssteigerung und Wirkungsgradverbesserung durch Audion-Schwebungsempfang und Lautverstärker 64
Empfangsspulenantenne (Rahmenantenne) 64
Bau sehr großer Stationen, Überbrückung der größten Erdentfernung von 20 000 km 65
Zigarrenkisten- und Westentaschenstationen 66
Bau von deutschen Großstationen von Telefunken 66
Neuester Ausbau des deutschen Reichsfunkennetzes 66
Wahl von Sende- und Empfangssystemen 66
Weitere wichtige Aufgaben und Zielpunkte der drahtlosen Telegraphie: „Störbefreiung", „Gegensprechen", „drahtloses Echo" 67
Weitere Erforschung der Wirkung der Atmosphäre, des Einflusses der erdmagnetischen Kraft, sowie der außerirdischen Phänomene 68
Unterschied der Empfangslautstärke Tags und Nachts. Reflexion und Dispersion 68
Aussendung drahtloser Wellen in den Weltraum. Vorschlag von N. Tesla, die Erde selbst zu Schwingungen anzustoßen 69

Digitized by Google

Band I, Seite

Kapitel III. Wichtigste Beobachtungs- und Meßinstrumente.

1. Der geeichte Kreis zur Messung der Wellenlänge (Frequenz) und Dämpfung (Wellenmesser) . . . 70
2. Der direkt zeigende Frequenzmesser . . . 72
3. Der aperiodische Empfangsprüfkreis . . . 72
   A. Der aperiodische Detektorkreis . . . 72
   B. Mithörvorrichtung zwecks Sender- und Telegraphierkontrolle . . . 73
4. Der Prüfsummer . . . 74
5. Der Schwingungsanalysator und Funkenzähler . . . 74
   A. Der Schwingungsanalysator . . . 75
   B. Der Funkenzähler . . . 76
6. Die Braun-Zenneckesche Kathodenröhre . . . 76
   A. Anwendungsgebiete und allgemeine Anordnung der Kathodenröhre . . . 76
   B. Bestandteile der Kathodenröhre . . . 78
   C. Erzeugung des Kathodenstrahlbündels . . . 80
   D. Aufbau der Röhre für Demonstrationen und quantitative Untersuchungen 80
   E. Spezialformen von Röhren . . . 80
   F. Lumineszenzflecklinie mit Umkehrpunkten, Zerlegung mittels rotierenden Spiegels, Erzeugung Lissajouscher Figuren . . . 82
   G. Subjektive Betrachtung und photographische Fixierung der Lumineszenzschirmerscheinung . . . 84
7. Der Oszillograph . . . 84
   A. Der Schleifenoszillograph (A. Blondel. Siemens & Halske) . . . 85
   B. Der Glimmlichtoszillograph (E. Gehrcke, H. Diesselhorst) . . . 88
8. Das Hitzdraht-(band-)Instrument und das Thermogalvanometer (Detektor-Galvanometer) . . . 90
   A. Starkstrommessung . . . 90
      a) Allgemeines über Hitzdrahtinstrumente . . . 90
      b) Das ungeshuntete Hitzdrahtinstrument . . . 91
      c) Schwierigkeiten bei Hitzdrahtinstrumenten für größere Energien . . . 92
      d) Ungeshuntetes Hitzdrahtinstrument mit unterteiltem Heizdraht . . . 92
      e) Ungeshuntetes Hitzdrahtinstrument mit Hitzdrahtkäfigsystem (Broca, Hartmann & Braun A.-G.) . . . 92
      f) Ungeshunteter Hitzband-Stromzeiger (Hartmann & Braun A.-G.) . . . 92
      g) Hitzdrahtinstrument für Shuntung mit Kompensationsdraht (Siemens & Halske A.-G.) . . . 94
      h) Shuntschaltung für Hitzdraht-(band-)Instrumente . . . 94
         α) Generelle Shuntschaltung von W. Hahnemann (Lorenz A.-G.) . . . 94
         β) Spezielle Shuntschaltung von Siemens & Halske A.-G. . . . 96
      i) Hitzdrahtsystem mit Thermoelement . . . 96
      k) Sicherungseinrichtungen für Hitzdrahtinstrumente . . . 97
      l) Einstellvorrichtung des Zeigers von Hitzdrahtinstrumenten der Lorenzwerke, Wien . . . 98
      m) Einschaltung bzw. Kopplung von Hitzdraht-(band-)Instrumenten in Hochfrequenzkreisen . . . 98
   B. Messung sehr kleiner Stromstärken . . . 99
      a) Das Thermogalvanometer . . . 99
      b) Detektor-Telephon (Parallelohmmethode) . . . 100
      c) Kristalldetektor-Galvanometer (Einfadenelektrometer) . . . 101
      d) Substitutionsanordnung (Eccles, Dieckmann, Eppen) . . . 102
      e) Vergleichanordnung nach Art des Flimmerphotometers (W. Burstyn) . . 103
      f) Empfangslautstärkemessung mittels Vergleichskreises (Lorenzwerke Wien) 104
9. Die Kapazitätsmeßbrücke . . . 105
10. Das Funkenmikrometer . . . 106
11. Meßeinrichtung für sehr hohe Spannungen . . . 106
12. Frequenzmesser für Mittel- und Niederfrequenz (Zungenfrequenzmesser) . . . 107
13. Versuchsgeberanlage für drahtlose Stationen . . . 109
14. Universalröhreninstrumentarium . . . 109
   A. Konstruktion und Anordnung des Universalröhreninstrumentariums . . . 109
   B. Benutzung des Universalröhreninstrumentariums für Meßzwecke . . . 111
      a) Inbetriebsetzung des Instrumentariums . . . 111
      b) Wellenlängenmessung . . . 112
      c) Dämpfungsmessung, Feststellung der Eigendämpfung des Meßkreises . 112
      d) Messung der Dämpfung einer Antenne . . . 113

Band I, Seite

e) Messung der Dämpfung einer Selbstinduktionsspule 113
f) Messung der Dämpfung von Kondensatoren und Isolationsmaterialien . 113
g) Kapazitätsmeßschaltung 114
h) Selbstinduktionsmeßschaltung 114
C. Benutzung des Universalröhreninstrumentariums zum Senden, Empfangen und Verstärken 114
a) Sendeschaltung (Morseverkehr) 114
b) Drahtloses Fernsprechen 114
c) Empfangen in Audion- bzw. Ultraaudionschaltung 114
15. Leiterkontroller (Prüftelephon) 115

Kapitel IV. **Die Schwingungsvorgänge in geschlossenen und offenen Systemen. Kopplung, Dämpfung und Strahlung.**

I. Die Sender 116
A. Der ideale, quasistationäre Schwingungskreis 116
a) Frequenz (Kreisfrequenz), Periodendauer, Wellenlänge 120
b) Dämpfung 122
c) Oszillatorische und aperiodische Entladung 122
d) Energie des elektrischen und magnetischen Feldes, Gesamtfelderenergie 123
e) Größenordnung der Maximalstromamplitude bei verschiedenen Funkenzahlen 123
f) Größenordnung der Kondensatorenenergie und ausgestrahlten Leistung bei seltenen Funkenentladungen 125
B. Kondensatoren im Hochfrequenzkreise (Parallelschaltung von Wechselstromwiderständen) 125
C. Selbstinduktion im Hochfrequenzkreise (Parallelschaltung von Wechselstromwiderständen) 130
D. Einteilung der Schwingungen nach der Art der Amplituden 135
a) Schwingungen, deren Amplituden nach dem Dämpfungsdekrement abnehmen und solche mit konstanten Amplituden. Kontinuierliche und diskontinuierliche Schwingungen 135
b) Lichtbogencharakteristik 136
α) Statische Charakteristik 136
β) Dynamische Charakteristik (Lichtbogenhysteresis) 136
c) Schwingungen 1., 2. und 3. Art 137
α) Schwingungen 1. Art 138
β) Schwingungen 2. Art 138
γ) Schwingungen 3. Art 141
E. Ladeeinrichtungen der Schwingungskreiskapazität (N. Tesla, R. A. Fessenden) 142
a) Direkte Speisung der Kapazität durch die Stromquelle 142
b) Speisung der Kapazität mittels offenen oder geschlossenen Transformators 144
α) Der Resonanzinduktor (Induktorresonanz) 146
β) Der eisengeschlossene Resonanztransformator 148
c) Stromunterbrechungsanordnung (W. Burstyn) 151
F. Schwingungen, deren Amplituden mit dem Dämpfungsdekrement abnehmen 153
a) Der einfache Marconisender 153
α) Physikalische Eigenschaften des Marconisenders, Schwingungsfolge, Antennenenergie, deren Steigerungsmöglichkeit und Energiebilanz 153
β) Zwei verschiedene Arten der Antennenaufladung 156
γ) Steigerung der Funkenzahl durch Stimmgabelunterbrecher 156
δ) Wellenvariation und Betriebsgesichtspunkte 156
b) Der gekoppelte Funkensender 157
α) Steigerung der Antennenenergie (Reichweite) und Erhöhung der Resonanzfähigkeit beim gekoppelten Funkensender 157
β) Wirkung der Funkenstrecke, Schwebungserzeugung, Zweiwelligkeit des Senders, Abstimmung des Empfängers auf eine der beiden Kopplungswellen 158
γ) Induktorresonanz (Resonanzinduktor) 161
δ) Neuere gekoppelte Funkensender mit niedriger Funkenzahl. Allgemeine Betriebseigenschaften der gekoppelten Funkensender 162
c) Partialfunkensender 163
α) Auftreten von Partialentladungen 163
β) Partialentladungen bei rechteckiger Speisestromkurve 164
γ) Partialentladungen bei Drehstrom als Speisestrom 164
δ) Partialentladungen mittels Quecksilberdampflampen 165

Digitized by Google

Band I, Seite

d) Die Stoßsender (Schwebungsstoßerregung) 166
α) Ältere Senderanordnungen, um Stoßschwingungen zu erzeugen . . . 166
Stoßimpulsanordnung von O. Lodge 166
Stoßschwingungseinrichtung mittels angeblasener Funkenstrecke von J. Thomson 166
Stromstoßanordnung mit angeblasener Entladestrecke von N. Tesla (Tonfunkenanordnung) 167
Stoßschwingungseinrichtung von R. A. Fessenden mittels gekühlter Entladestreckenelektroden 167
Quecksilberlichtbogen von P. C. Hewitt für Schwebungsstoßerregung und ideale Stoßerregung 168
Unterbrecher-Stoßerregungsanordnung von Lodge-Eichhorn . . 169
Schwingungskreis mit Widerstand für Stoßerregung von F. Braun 170
Anordnung zur aperiodischen Stromstoßerregung von Simon und Reich 171
Stoßsender mit Tertiärkreis von J. Stone-Stone 171
Anordnung zur Stoßerregung mit langer Funkenstrecke und Dämpfungswiderstand im Funkenstreckenkreise von Brandes-Hahneman 171
β) Das Wiensche Schwebungsstoßverfahren (E. v. Lepel, Telefunken) 172
Physikalische Eigenschaften der Schwebungsstoßerregung 172
Bedingungen für das Zustandekommen reiner Schwebungsstoßerregung 175
Verbesserung und Entwicklung des Wienschen Schwebungsstoßverfahrens durch v. Lepel (B. Monasch) und Telefunken 178
Funkenstreckenkonstruktionen 178
Hilfszündung 179
Einkreisschaltung (R. H. Rendahl) 179
Energieregulierungseinrichtungen im Stoßkreise 180
Maschinenwechselzahl und Funkenzahl beim Schwebungsstoßverfahren 181
Stoßerregungsanordnung mit langer Funkenstrecke 182
Löschröhrenanordnung von M. Wien 182
Die Anordnung von M. Vos 183
γ) Stoßfunkenstrecken von R. von Koch, Peukert, E. F. Huth und Compagnie Générale Radioélectrique 183
δ) Eigenschaften der Schwebungsstoßsender 184
e) Sender mit rotierender Funkenstrecke 185
α) Die rotierende Funkenstreckenanordnung von Marconi-Fessenden . . 185
Kurzschlußfunkenstreckenanordnung 187
Abreißfunkenstreckenanordnung 187
Größe der Schwingungsenergie 188
β) Die rotierende Serienentladestrecke von Rouzet 188
γ) Eigenschaften der Sender mit rotierender Funkenstrecke 190
f) Kombination mehrerer Entladestrecken 191
α) Alte Mittelfrequenz-Hochfrequenzschaltung von Slaby-Arco 192
β) Frequenzerhöhungsschaltung von O. Scheller 192
γ) Neuere Mittelfrequenz-Hochfrequenzschaltung von O. Scheller (Lorenz A.-G.) 193
δ) Funkenstreckenentlastungsschaltung von J. A. Fleming 194
ε) Kombination einer Einsatzfunkenstrecke mit einer Löschfunkenstrecke von G. Seibt 194
ζ) Serienschaltung von rotierender mit Löschfunkenstrecke von F. Gerth 195
η) Kombination von Löschfunkenstrecke mit Abreißfunkenstrecke von R. Herzog (Lorenz A.-G.) 195
ϑ) Löschfunkenstrecke mit ultravioletter Bestrahlung und Abreißwirkung von R. Herzog (Lorenz A.-G.) 197
G. Schwingungen mit konstanten Amplituden 197
a) Lichtbogenschwingungen nach Duddell-Poulsen 198
α) Ältere Lichtbogenanordnung E. Thomson u. a. 198
β) Die angeblasene Entladestrecke von N. Tesla 198
γ) Die Duddellanordnung. Einrichtung Wertheim-Salomonsohn u. a. . 198
δ) Poulsens Wasserstofflichtbogenanordnung mit Magnetfeld und Elektrodenkühlung 199
Hochfrequenzstromstärke und Wellenbereich beim Poulsenlichtbogengenerator mit transversalem Magnetfeld 203
Schwungradschaltung 204
ε) Abänderung des Poulsenschen Lichtbogengenerators von C. Collins . 205

Digitized by Google

Band I, Seite

ζ) Lichtbogengeneratoranordnungen für große Energien 205
Wirkungsgrad des Lichtbogengenerators (Lichtbogenumformers) großer Generator und Serienanordnung von V. Poulsen . . . 205
Parallelschaltungsanordnung mehrerer Lichtbogengeneratoren und Einrichtungen zum gleichphasigen Arbeiten der Generatoren . . 206
Energieschaltung von R. Hartenstein (Lorenz A.-G.) 207
Schaltung zur Erhöhung der Energie und Verbesserung des Brennens des Lichtbogengenerators von R. Herzog (Lorenz A.-G.) 209
η) Lichtbogenserienschaltung von Campos, Telefunken u. a. 210
ϑ) Lichtogen in isolierender Flüssigkeit von Braun und Mandelstam . 210
ι) Rotationslichtbogen von H. Rein 210
κ) Angeblasener Lichtbogen von H. Mosler 211
λ) Magnetisch angeblasener Lichtbogen von E. Ruhmer 211
μ) Reiner Metallichtbogen 211
Niedrige Spannung (Thomson, Tesla, Monasch) 211
Hohe Spannung (E. Ruhmer) 212
ν) Regulierter Lichtbogen mit Zündeinrichtung von W. Torikata u. a. . 212
ξ) Eingeschnürter Lichtbogen von E. Ruhmer 213
ο) Tastschaltungen des Lichtbogensenders 213
π) Einrichtung zum Mehrfachsenden (F. Dyrna) 215
ϱ) Tönendes Senden mittels Lichtbogengenerators 216
Schwebungserzeugung mittels zweier selbstregulierender Lichtbogengeneratoren 216
Unterbrecheranordnung (Wellenlängen-, Kapazitäts-, Selbstinduktionsvariation) im Schwingungssystem 217
b) Lichtbogenschwingungen mittels gegeneinander bewegter Elektroden . . 218
α) Rasch rotierende Metallscheiben von Marconi 218
β) Rotierende kammförmige Entladestrecke von Balsillie 219
γ) Rotierende Kondensatorenentladestrecke von E. v. Lepel 219
δ) Metallbandlichtbogen von E. Ruhmer 220
ε) Rotierende Aluminiumscheibenanordnung von S. G. Brown 221
ζ) Maximalzulässige Frequenzschwankungen des Lichtbogensenders beim Schwebungsempfang 221
η) Eigenschaften der Lichtbogensender 222
c) Ideale Stoßerregung 225
α) Quecksilberdampflampe von B. Glatzel und Telefunken 225
β) Glimmlicht- und Wasserstoffunkenstrecke von B. Glatzel 225
γ) Wasserstoff-Aluminiumfunkenstrecke in der kritischen Zone von L. Chaffee 226
δ) Schwefelsäureunterbrecher von S. Arndt 227
ε) Der ideale Stoßsender und das Vieltonsystem von E. von Lepel-Burstyn und der Lorenz A.-G. 227
ζ) Ideale Stoßkreissenderanordnung von R. Herzog 233
η) Wiensche Schwebungsstoßerregung mit sehr fester Kopplung von H. Riegger 234
ϑ) Wolframfunkenstrecke mit sehr kleinem Elektrodenabstand von H. Boas 234
d) Glimmlichtentladungen 235
α) Glimmlichtentladungsanordnung von Gehrcke und Reichenheim . . 235
e) Röhrensender 235
α) Allgemeines über Röhrensender 235
β) Physikalische Eigenschaften der Röhre und z. Z. wichtigste prinzipielle Ausführungsformen 236
Charakteristische Unterschiede der einzelnen Röhrenarten 236
Der Kenetron 236
Der Pleiotron (Röhre mit Gitterelektrode). Physikalisches Verhalten der Röhre mit Gitterelektrode 238
Beschaffenheit der Röhre selbst (Raumladung) 238
Wirkung einer an die Zwischenelektrode gelegten E. M. K. . 239
Prinzipielle Möglichkeit der Erzeugung von Schwingungen durch die Röhre. Phase der Rückkopplungsschwingungen 241
Röhrencharakteristik. Anodenstromcharakteristik. Anodenstromkurve als Funktion der Gitterspannung 242
Beziehungen zwischen Anodenspannung, Röhrenspannung und Spannung an der Selbstinduktion des Schwingungssystems 244
Größenordnung der in der Röhre auftretenden Verluste . . . 244

Digitized by Google

Band I, Seite

Gitterstromcharakteristik 245
Kurve der Nutzleistung im Schwingungssystem. Oszillographenbild des im Schwingungskreis erzeugten Hochfrequenzstromes 246
Einfluß der Anodenkopplung 246
Einfluß der Gitterkopplung 247
Der Dynatron 248
Röhren mit zwei Gitterelektroden 250
Außensteuerungskathodenröhre 251
Oberschwingungen bei Röhrensendern und deren Amplitudenverhältnisse. Verringerung durch induktive Kopplung 252
Resonanzkurve des Röhrensenders 253
Tonsenden mittels des Röhrensenders 253
Die Auswechselbarkeit der Röhren 254
Auswahl der Röhren für Hochfrequenzverstärkung, Gleichrichtung und Niederfrequenzverstärkung, entsprechend ihrer Anodenstrom und Gitterstromcharakteristik 255
Wirkungsgrad des Röhrensenders 255
γ) Erste Röhren-(Audion-)Senderschaltung von L. de Forest 256
δ) Gas-(Dampf-)Röhrensendereinrichtung von S. Strauß 256
ε) Ältere Gasröhrensenderschaltung von Telefunken (A. Meißner) . . . 257
ζ) Neuere Röhrengeneratorschaltungen von Telefunken 258
η) Röhrensenderschaltungen der Lorenz A.-G. (M. C. White) 259
ϑ) Röhren und Röhrenschaltungen für größere und große Senderenergien 261
ι) Eigenschaften, Vorteile und Nachteile der Röhrensender 262
f) Ungedämpfte Schwingungen mittels Funkensendern 266
α) Prinzipielle Schwierigkeiten 266
β) Mehrfachfunkenstreckenkreisanordnung von R. C. Galletti 267
γ) Marconis Anordnung mit mehreren Kondensatorkreisen und rotierender Funkenstrecke (ohne Hilfszündung) 269
δ) Marconis Anordnung mit mehreren Kondensatorkreisen rotierender Funkenstrecke und Zündfunkenstrecke (Hilfszündung) (Taktfunkenerzeugung) 270
ε) Gesteuerter Schwebungsstoßsender 271
ζ) Unsymmetrische Funkenstrecke von L. Chaffee 271
g) Maschinell erzeugte ungedämpfte Schwingungen 273
α) Schwierigkeiten bei der maschinellen Erzeugung hochfrequenter Schwingungen. Wesen der Induktortype. Oberwellen 273
β) Maschinentabelle 275
γ) Ältere Hochfrequenzinduktormaschine von N. Tesla nach dem Wechselpoltyp (Tabelle Nr. 1) 275
δ) Gleichpolmaschine von N. Tesla (Tabelle Nr. 2) 278
ε) Wechselstromsirene von M. Wien. Induktormaschine der A. E. G. und von Oerlikon (Tabelle Nr. 9) 278
ζ) Induktormaschine von F. Dolezalek (Tabelle Nr. 10) 279
η) Hochfrequenzmaschinen nach dem Induktortyp von R. A. Fessenden und Alexanderson (K. Schmidt) 279
ϑ) Induktormaschine mit unterteilten Polen von Cail-Hermer 280
ι) Induktormaschine mit senkrecht aufeinander stehender Gleichstrom- und Wechselstromwicklung von Guy-Osnos 281
κ) Asynchrone Wechselstrommaschine mit Kondensatorkreis von R. Rüdenberg 282
λ) Maschine mit Ankerunterteilung von E. Voßnack 282
μ) Kondensatormaschine von R. A. Fessenden 283
ν) Erzeugung von Hochfrequenzschwingungen mittels Maschinen und Transformatoren 283
1. Verfahren: Induktormaschine von Fessenden-Alexanderson . . . 283
2. Verfahren: Reflexionsmaschine von R. Goldschmidt 284
Schaltung der Maschine 284
Abstimmung der Reflexionsmaschine und der Hochfrequenzkreise 285
Schaltung zur Verringerung der Spannungsdifferenzen in Großmaschinen 286
Oszillographenaufnahmen 287
3. Verfahren: Elektrostatische Hochfrequenzmaschine (Fessenden-Petersen) 287
4. Verfahren: Induktormaschinenanordnung nach dem Reflexionsprinzip von E. Arnold und D. Korda 289

Digitized by Google

Band I, Seite

5. Verfahren: Kaskaden Induktormaschine von K. Cohen 291
6. Verfahren: Vervielfachungstransformatoranordnungen von Epstein, Joly, Vallauri (Telefunken) K. Schmidt (Lorenz A.-G.) . 291
Allgemeine Betrachtungen 291
Transformatoranordnung von J. Epstein 292
Transformatorschaltungen von Joly und Vallauri 294
Vervielfachungstransformatorschaltungen von K. Schmidt (Lorenz A.-G.) 296
Vervierfachungstransformator 296
Vervielfachungstransformatorschaltung mit Sperrkreis und Abstimmkreis 298
7. Verfahren: Anordnung zur Umwandlung eines dreiphasigen Wechselstromes in Einphasenstrom dreifacher Frequenz von F. Spinelli 299
8. Verfahren: Längs- und Quermagnetisierungstransformator von R. Goldschmidt 300
9. Verfahren: Ventilzellen-Transformatoranordnung von J. Zenneck und H. Shoemaker 300
10. Verfahren: Wechselstromlichtbogen von J. Zenneck 301
11. Verfahren: Frequenzverdopplungsmethode mittels Quecksilbergleichrichters von Kruh 301
ξ) Kopplung der Hochfrequenzmaschine mit der Antenne und Konstanthaltung der Maschinentourenzahl 302
o) Kontinuierliche Wellenvariation bei Hochfrequenzmaschinensendern . 304
π) Tastschaltung bei Hochfrequenzmaschinensendern 304
Tastung des Erregerstromes der Maschine 305
Tastung mit künstlicher Antenne 305
Vollast-Leerlaufs-Tastanordnung von Telefunken (W. Dornig) . . 306
ϱ) Wahl der Betriebswellenlänge und Maschinen- bzw. Transformatorart 307
σ) Eigenschaften der maschinellen Einrichtungen zur Erzeugung ungedämpfter Schwingungen 307
H. Antennenenergie bei verschiedenen Senderanordnungen 310
I. Gleichzeitiges Senden mehrerer drahtloser Depeschen von einer Sendestation aus 311
K. Methoden und Anordnungen zur Herstellung phasenverschobener Schwingungen (Schwingungen, die mit Zeitdifferenzen einsetzen) 312
a) Allgemeine Bemerkungen 312
b) Oszillationsmethode von Knochenhauer-Oettingen 312
c) Verzögerungsschaltung von Mach 313
d) Verzögerungsanordnungen mittels Ladung von Kapazitäten 315
α) Die Anordnung von Töpler 316
β) Schaltung zur Erzeugung phasenverschobener Schwingungen von L. Mandelstam und N. Papalexi (Telefunken) 317
e) Anordnung für ungedämpfte phasenverschobene Schwingungen von G. E. Petit 319
L. Bilder gedämpfter und ungedämpfter Schwingungen im Schwingungsanalysator 319
M. Wahl des Sendersystems 321

2. Die Kopplung 324
A. Definition der Kopplung 324
B. Kopplungsarten 324
a) Magnetische bzw. elektromagnetische oder induktive Kopplung 325
b) Galvanische, konduktive oder durch einen Widerstand bewirkte Kopplung 325
c) Elektrische, elektrostatische, kapazitive Kopplung 325
C. Kopplungsfestigkeiten (Kopplungsgrade) 325
a) Feste und lose Kopplung. Erzwungene Schwingung und Eigenschwingung. Rückwirkung 325
α) Allgemeines 325
β) Lose Kopplung 326
γ) Feste Kopplung 328
δ) Konstanthaltung der Kopplung 332
ε) Kopplungskoeffizient und Kopplungsgrad 332

3. Die Dämpfung 334
A. Begriff der Dämpfung 334
B. Dämpfungen in geschlossenen und offenen Schwingungskreisen 336
a) Dämpfungsverluste im geschlossenen Schwingungskreis 336
α) Dämpfung durch die Funkenstrecke 336

Digitized by Google

Band I, Seite

β) Dämpfung durch Joulesche Wärme im Leitungsmaterial des Schwingungskreises in den Spulen usw. . . . 337
γ) Dämpfung in den Kondensatoren . . . 337
δ) Dämpfung durch Wirbelströme . . . 338
ε) Dämpfung durch mangelhafte Isolation des Hochspannungspoles . . 338
b) Dämpfungsverluste im offenen Schwingungskreis (Antenne) . . . 339
α) Strahlungsdämpfung der Antenne . . . 339
β) Dämpfung durch Joulesche Wärme in der Antenne und in den Abstimmungs- und Kopplungsmitteln . . . 339
γ) Dämpfung in der Erdleitung . . . 339
δ) Dämpfung durch Induktion . . . 339
ε) Dämpfung infolge von Sprühverlusten . . . 340
C. Ermittlung der Dämpfung . . . 341
a) Resonanzkurve des Stromeffektes. Resonanz. Isochronismus. Reduktion der Resonanzkurve . . . 341
b) Messung der Summe der Dämpfungsdekremente eines Oszillators und eines Resonators (Resonanzmethode: V. Bjerknes) . . . 343
c) Dämpfungsmessung eines Oszillators (Resonanzmethode) . . . 345
d) Dämpfungsmessung eines Resonators mittels variabler Dämpfung desselben (Einschaltung eines Widerstandes) . . . 345
α) Meßmethode bei wenig gedämpften oder ungedämpften Oszillatoren 345
β) Meßmethode bei stark gedämpften Oszillatoren . . . 347
D. Berücksichtigung der Schwingungsart des Oszillators . . . 348
E. Nichtexponentielle Amplitudenkurve (Unregelmäßigkeiten der Resonanzkurve) . . . 348
F. Dämpfungsmesser . . . 349
a) Der Dämpfungsmesser von Telefunken (H. Brandes und W. Hahnemann) 349
b) Wellenmesser mit Dämpfungsmeßeinrichtung der Lorenz A.-G. . . . 350
c) Dämpfungsmesser der Marconigesellschaft . . . 351
α) Dämpfungsmeßzusatzapparat zum Flemingschen Cymmometer . . . 351
β) Marconis Dekremeter mit Hörempfang . . . 352
d) Dämpfungsmesser mit direkter Ablesungsskala . . . 353
e) Der direkt zeigende Dämpfungsmesser von F. A. Kolster . . . 355
f) Direkt zeigender Dämpfungsmesser von H. Wiesent . . . 357
4. Das offene Schwingungssystem (Antenne) . . . 358
A. Der gradlinige Oszillator . . . 358
a) Entstehung des offenen Oszillators aus dem geschlossenen . . . 358
b) Verteilung von Strom und Spannung. Magnetisches und elektrisches Feld 359
c) Fortpflanzungsgeschwindigkeit und Wellenlänge . . . 361
d) Aufwicklung des gradlinigen Oszillators zur Spule . . . 361
e) „Wirksame Länge (Höhe)" des Oszillators . . . 361
B. Einschaltung von Selbstinduktionsspulen und Kondensatoren in den gradlinigen Oszillator . . . 363
a) Geradliniger Oszillator mit Endkapazitäten (Hertzscher Sender) . . . 363
b) Geradliniger Oszillator mit Kapazität an einem Ende (Erdung) . . . 363
c) Geradliniger Oszillator mit eingeschalteten Kapazitäten und Selbstinduktionen . . . 364
C. Luftleitergebilde für nicht gerichtete drahtlose Telegelegraphie . . . 365
a) Luftleiterformen für nicht gerichtete drahtlose Telegraphie . . . 365
α) Kennzeichnende Unterschiede zwischen gradlinigem Oszillator und Antenne. Charakteristik der Antenne . . . 365
Unterschied zwischen gradlinigem Oszillator und Antenne . . . 365
Antennenkraftlinien- und Feldausbildung . . . 365
Kennzeichen der allseitigen Strahlung . . . 365
Antennenverluste, Sprühverluste . . . 366
Elektrischer und magnetischer Feldvektor . . . 366
Wichtigste Größen eines Antennengebildes. Aufnahme der „Eigencharakteristik" . . . 366
β) Schirmantenne . . . 367
γ) Der einfache Vertikaldraht (Marconiantenne, Blitzableiter usw.) . . 369
δ) Luftschiff- und Flugzeugantennen . . . 371
ε) T-Antenne . . . 374
ζ) Konus-(Kegel-)- und Doppelkonusantenne . . . 375
η) Harfenantenne . . . 376
ϑ) Schleifenantenne mit Reflexionselementen . . . 376
ι) Spulenantenne . . . 377

Digitized by Google

Band I, Seite

κ) Wasserstrahl- und Baumantennen 378
λ) Kombination mehrerer Antennen auf einer Station 379
μ) Einschaltung von Spulen und Kondensatoren in die Antenne . . . 380
ν) Vergleich der verschiedenen Antennenformen. Antennenzwischenformen. Stark und schwach strahlende Antennen 381
b) Indifferenzpunkt 382
c) „Wirksame Höhe" und Gesamtwiderstand der Antenne 383
d) Erdung des Luftleitergebildes 386
α) Nachteile des nicht geerdeten Oszillators. Allgemeine Gesichtspunkte über Erdung und Gegengewicht. Kraftlinien- und Stromlinienausbildung 386
β) Direkte Erdung 387
Erdung bei vorzüglicher Leitfähigkeit des Bodens 387
Erdung bei mittlerer oder schlechter Leitfähigkeit des Bodens . . 388
γ) Erdung durch Gegengewicht 388
Die oberen Erdbodenschichten sind schlecht leitend, darunter ist eine Grundwasserschicht 388
Die Erdbodenschichten sind schlecht leitend, eine Grundwasserschicht ist erst in nicht erreichbarer Tiefe vorhanden 388
δ) Spezifische Strombelastung der Erdungsanlage 388
Geringe spezifische Strombelastung in unmittelbarer Umgebung der Erdleiter 388
Räumlich möglichst große Ausbildung der Erdungsanlage (Gegengewichtsanlage) 389
e) Antennenanlage für Meßzwecke 392
D. Luftleitergebilde bzw. Anordnungen für gerichtete drahtlose Telegraphie 392
a) Zweck der gerichteten Telegraphie. Einteilung in zwei prinzipielle Anordnungen. Richtungswirkung beim Hertzschen Sender 392
b) Gerichtete drahtlose Telegraphie mittels vertikaler oder nahezu vertikaler Antennen 394
α) Parabolspiegelanordnung (G. Marconi, S. Brown, R. Blochmann) 394
β) Drehbare Harfenantenne von de Forest 395
γ) Abschirmanordnung mit mehreren Antennen (J. Zenneck, Telefunken) 395
δ) Anordnung von zwei oder mehreren Vertikalantennen in einer Ebene 396
ε) Zweifachantenne mit halbwelligem Drahtabstand (J. Erskine-Murray, S. Brown, J. Stone-Stone) 399
ζ) Zweifachantenne mit halbwelligem Drahtabstand von A. Blondel . . 399
η) Spulen-(Schleifen-)Antenne von R. A. Fessenden 400
ϑ) Moderne Spulenantenne mit Empfänger und Verstärkungsanordnung 400
ι) Radiogoniometeranordnung von A. Arton und E. Bellini-A. Tosi . . 401
κ) Mehrfachantennenanordnung von F. Braun 404
λ) Paarige Mehrfachantennenanordnung für gerichtete Telegraphie . . 405
c) Gerichtete drahtlose Telegraphie mittels horizontaler, nahezu horizontaler oder Erdantennen 405
α) Schrägantennenanordnung von F. Braun 405
β) Geknickte Antenne von G. Marconi (H. v. Hörschelmann) 406
γ) Kombination mehrerer geknickter mit phasenverschobenen Schwingungen erregter Antennen für Richtungstelegraphie von J. Zenneck 409
δ) Erdantenne (L. Zehnder, F. Kiebitz) 411
ε) Durch Kondensatoren bzw. Selbstinduktionsspulen oder beide unterteilte Erdantennen 413
ζ) Zylinderantenne (vorgeschlagene Form) 414
η) Direkt auf die Erde gelegte Antenne 414
d) Gerichtete Antennen auf Luftschiffen, Ballons und Flugzeugen 416
e) Vorteile der Richtungstelegraphie und ihre Anwendungen zur Richtungs- und Ortsbestimmung 418
α) Die Vorteile der gerichteten Stationen 419
Verbesserung der Geheimhaltung 419
Vergrößerung der Störungsfreiheit 419
Vergrößerung des Wirkungsgrades des Senders 419
Möglichkeit der Richtungsbestimmung und Orientierung (Ortsbestimmung) von beweglichen Stationen, wie Schiffen, Luftschiffen, Flugzeugen usw. 419
β) Richtungsbestimmung mittels gerichteter drahtloser Telegraphie . . 419
Anpeilanordnung mittels Spulenantenne-Hochfrequenzverstärker-Empfängers 419

Band I, Seite

Richtungsbestimmung mit gedrehter Empfangsantenne 420
Richtungsbestimmung mit Empfangsantennenstern 420
Richtungsbestimmung mittels Empfangsradiogoniometers 420
Richtungsfeststellung mit gedrehter Senderantenne 420
Richtungsfeststellung mittels Senderantennensterns (Telefunken-Kompaß) 421
Anordnung von Artom 421
Anordnung des preußischen Ministeriums für öffentliche Arbeiten 421
Telefunkenkompaß (A. Meißner) 421
Kontinuierliche Drehung der Richtungsebene (Telefunken) . . 423
Richtungsermittlung mittels Senderradiogoniometers 423
γ) Ortsbestimmung mittels gerichteter drahtloser Telegraphie 423
Vorhandensein von einer Senderstation und zwei Empfangsstationen 423
Vorhandensein von einer Empfangsstation und zwei Senderstationen. Benutzung des Spulenempfänger-Verstärkers. Ortssucher von A. Meißner (Telefunken) 424
Jede feste Station besitzt einen Antennenstern usw. (Kreuzpeilung) 424
Gegeben drei feste Stationen und ein mit einem Normalsender versehener Empfänger (R. A. Fessenden) 425
Ortsbestimmung mittels zweier gerichteter Antennen, welche abwechselnd senden (Ortsbestimmung mittels neutraler Linie) . . 426
E. Kombination von Hochantenne mit Niedrigantenne. Gestaltung der Antennenform mit Rücksicht auf Senden und Empfang 426
a) Allgemeine Gesichtspunkte für Senden und Empfang 426
b) Vereinigung von Hochantenne und Niedrigantenne 427
c) Vorteile der Hochantenne (Senden) und der Niedrigantenne [Spulenantenne [(Empfang). Benutzung mehrerer Antennen auf einer Station. 427
F. Wahl der Antennenform und -Anordnung. Gesichtspunkte für den Stationsbetrieb 429
5. Die Fortpflanzung der elektromagnetischen Wellen 431
A. Kraftlinienausbildung und Abschnürung beim schwingenden Oszillator . . 431
a) Das magnetische und das elektrische Feld 431
b) Wellenausbildung, einfaches Wechselfeld, Phase und Amplitude 432
c) Elektrisches und magnetisches Feld in großer Entfernung vom Oszillator 433
d) Der Strahlungswiderstand des einfachen Oszillators 433
B. Ätherwellen eines geerdeten Oszillators (Antenne) 434
a) Fortpflanzung über ebenem Boden von ideal guter Leitfähigkeit, wobei die Atmosphäre ein homogenes vollkommen isolierendes Medium . . 434
b) Fortpflanzung über ebenem Boden von verschiedener Leitfähigkeit bei einer Atmosphäre wie unter B, a 435
C. Abhängigkeit der Reichweite einer drahtlosen Station 438
a) Von der Antennenenergie (Wellenlänge) 438
b) Von der Antennenform 440
α) Antennenkapazität 440
β) Wirksame Antennenhöhe 440
γ) Antennenstrahlungswiderstand 441
c) Von der Empfangsstation (Verstärkung) 442
d) Von der Geländeart 443
α) Bodenbeschaffenheit am Sender und Empfänger. Grundwasser, Niederschläge 443
β) Bodenbeschaffenheit. Meer und Land. Höhenzüge. Städte. Wälder zwischen Sender und Empfänger 444
γ) Kugelgestalt der Erde 445
e) Von der Atmosphäre 446
α) Wolkenbildung, atmosphärische Niederschläge, Rauhreif, Veränderung des Erdwiderstandes usw. 446
β) Ionisation der Atmosphäre (Dämmerungsschwankungen) 447
Heavisideschicht 447
Dämmerungserscheinungen 450
Periodische tägliche und nächtliche Lautstärkeschwankungen . . . 451
Annähernde Konstanz und Normalität der Tagesempfangswerte . 451
Einfluß der Jahreszeiten 453
Interferenzerscheinung infolge der Heavisideschicht 453
Einfluß der Sonnenfinsternis, der Mondbestrahlung und des Polarlichtes 454

Band I, Seite

γ) Atmosphärische Störungen (Irrgänger) 454
Erscheinung der atmosphärischen Störungen 454
Verhinderung der atmosphärischen Störungen 455
Ursachen der Störungen 455
Periodizität der atmosphärischen Störungen 456
Abhängigkeit der Störungen 456
Resultate der Moslerschen Versuche und Einfluß von Gewittern auf atmosphärische Störungen 456
D. Rechnerische Ermittlung der Empfangsenergie und Reichweite 457
a) Amplitudenabnahme bei verschiedenem Gelände, großen und kleinen Entfernungen 457
b) Reichweite. Elektrische Feldstärke, Strom und Energie im Empfänger 458
E. Wirkungsgrad einer drahtlosen Nachrichtenübermittlung 459
6. Die Empfänger 460
A. Theoretische Betrachtungen 460
a) Günstigste Richtung der Antennen für Empfang 460
b) Aufschaukelung der Energie im Empfänger bei gedämpften und ungedämpften Senderschwingungen. Abstimmung. Verluste im Empfänger 461
c) Bedingungen für die im Empfänger überhaupt erzielbare Energie . . . 462
α) Günstigste Widerstandsverhältnisse 462
β) Die dem Detektor zur Verfügung stehende Energie bei ungedämpften und gedämpften Schwingungen unter Nichtberücksichtigung von Senderantennenhöhe und Form sowie der Senderstrahlung 462
γ) Spezielle Gleichungen für die Detektorenenergie bei ungedämpften und gedämpften Schwingungen bei Primär- und Sekundärempfang . . . 465
Ungedämpfte Schwingungen 465
Primärempfang 465
Sekundärempfang 465
Sekundärempfang mit rein aperiodisch wirkendem Detektorkreis 466
Sekundärempfang mit im wesentlichen resonanzfähigem Detektorkreis 467
Sekundärempfang mit besonderem aperiodischen Detektorkreis 467
Gedämpfte Schwingungen 468
Primärempfang 468
Sekundärempfang 468
Bessere Energieausnutzung bei Verstimmung 468
δ) Die dem Detektor zuzuführende Energie bei gedämpften und ungedämpften Schwingungen unter Reduktion auf Senderstromstärke, wirksame Sende- und Empfangsantennenhöhe 469
ε) Detektorenergie (Reichweite) in Abhängigkeit von der Kopplung und Antennenstrahlung 471
Reichweite bei loser Kopplung 471
Abhängigkeit der Detektorenergie von der Antennenstrahlung . . 471
Vorteile der festen Kopplung 471
ζ) Verhältnis der dem Detektor zugeführten Energie bei ungedämpften und gedämpften Schwingungen 471
η) Antennenenergie und -strom bei großer Abstimmschärfe ($w_{n_2} > w_a$) . 473
ϑ) Empfangsenergie beim Detektorempfang und Schwebungsempfang . 474
d) Abstimmschärfe (Störbefreiung) 474
α) Bestimmung der Abstimmschärfe. Verhältnis der Abstimmschärfe zur Verstimmung 474
β) Abhängigkeit der Abstimmschärfe vom Charakter der Resonanzkurve 475
Einfacher Empfänger ohne Sekundärkreis bei kleiner Antennendämpfung 475
Bei ungedämpften Senderschwingungen 475
Bei gedämpften Senderschwingungen 476
Empfänger mit Sekundärkreis 476
Bei ungedämpften Senderschwingungen 476
Bei gedämpften Senderschwingungen 477
γ) Abhängigkeit der Abstimmschärfe von der Art und Einstellung des Indikationsinstrumentes 477
e) Zulassung größerer Dämpfungsdekremente und geringerer Abstimmschärfe bei der Dimensionierung von Empfängern für die Praxis, um größere Empfangsenergien und nicht allzu scharfe Einstellung zu erzielen. Vermeidung des Nachklingens beim Schnellverkehr 478

Band I, Seite

f) Antennenvariationsmittel (Einschaltung) von Kondensatoren und Selbstinduktionsspulen. (Kreisschaltung) 478
g) Variation des geschlossenen Schwingungskreises 480
h) Eichung des Sekundärkreises zwecks Antennenabstimmung 481
B. Empfang gedämpfter Schwingungen 482
a) Der einfache Kohärerempfänger 482
b) Der gekoppelte Empfänger mit teilweiser Abstimmung 483
c) Der gekoppelte abgestimmte Empfänger 484
α) Empfangsschaltungen bei stark gedämpfter Antenne 484
β) Schaltung mit Tertiär-(Kohärer-)Kreis 485
γ) Verwendung von mehr als zwei Resonanzkreisen (Aussiebeschaltung). 486
δ) Empfängerabstimmung bei zweiwelligem Sender 486
ε) Benutzung der Transformatorschaltungen für Detektorempfang . . . 486
d) Empfänger für gering gedämpfte Antennen 486
α) Primärempfang für schwach gedämpfte Antennen. Schwingungsverlauf beim Thermodetektor mit Ventilwirkung 486
β) Sekundärempfang für störungsfreieren Betrieb 488
γ) Sekundärkreisschaltung mit aperiodischem Detektorkreis 488
δ) Sekundärkreisempfang mit geteilter Sekundärkreisspule 489
ε) Sekundärkreisempfänger für sehr große Wellenlängen 490
ζ) Primär-Sekundärempfänger mit konstanter Detektorkopplung . . . 490
η) Empfang mit Gasrohrdetektor (Röhre mit Gasionisation und Hochvakumröhre) 491
Prinzipielle Schaltmöglichkeiten und Eigentümlichkeiten der Gasröhre als Detektor. Empfang gedämpfter und ungedämpfter Schwingungen 491
Rückkopplungsschaltung (L. de Forest) 493
Induktive Rückkopplungsschaltung von Telefunken 495
Röhrenverstärkerempfangsschaltung 496
Kapazitätsempfindliche Such- und Empfangsschaltung der Lorenz A. G. 496
Suchen im ungedämpften Verkehr 498
Suchanordnung für Empfänger im Röhrenverkehr (Anrufvorrichtung) 498
Wechselseitiger Verkehr zweier Stationen oder Zwischensprechen in den Verkehr zweier Stationen 499
e) Energiezufuhr zum Detektor 499
α) Kopplung der Kreise 499
β) Galvanische (konduktive) Detektorankopplung 500
γ) Aperiodischer Detektorkreis 500
C. Indikatoren für Hör- und Schreibempfang 500
a) Anwendungsgebiete für Hör- und Schreibempfang. Wirkungsgrad der Kombination: Detektor-Indikationsinstrument 500
b) Hörempfang 501
α) Hörempfang mit selbsterregendem Detektor 501
β) Potentiometerschaltung 502
γ) Einschaltung von Drosselspulen 503
c) Abstimmung des Telephonkreises auf Audionfrequenzen (E. H. Armstrong 1915) 503
d) Schreibempfang 504
α) Kohärer-Morseschreibempfänger 504
β) Detektor-Seitengalvanometer-Schreibempfänger 505
γ) Phonographenempfangsschreiber 505
e) Optischer Empfang 506
D. Empfang ungedämpfter Schwingungen 507
a) Unterbrecher-(Tikker-)Empfänger 507
α) Detektor-Tikkerschaltungen 507
Notwendige Unterbrechungseinrichtung bei kontinuierlichen Schwingungen 507
Teslas Synchronunterbrecher 507
Unterbrecherschaltung von Shoemaker-Snook 507
Poulsens Rotations-Kondensatorempfänger 508
Kondensatorempfangsschaltung für Tonempfang von Marconi und C. S. Franklin 508
Detektor-Tikkerempfänger von Poulsen-Pedersen 509
Tönende Empfangsanordnung mit Tikker von Telefunken 510
β) Reine Tikkerschaltungen. Diagramm des Schwingungsverlaufes beim Tikkerempfang 510

Digitized by Google

Band I, Seite

b) Schwebungsempfänger (Interferenzempfänger, Überlagerungsempfänger, Heterodynempfänger) 513
α) Mechanischer Schwebungsempfang (Tourad) 513
β) Elektrischer Schwebungsempfang 514
Heterodynempfänger von R. A. Fessenden. Schwingungsverlauf beim Schwebungsempfang 514
Schwebungsempfang mittels Röhre 517
γ) Vorteile und Nachteile des Schwebungsempfangs 518
Empfangsanordnung mit Radiofrequenzkreisen und Audionfrequenzkreisen für den Empfang kontinuierlicher Schwingungen von E. H. Armstrong) 519
E. Kombinierte Empfangsanordnungen. (Empfänger mit Kohärer-Detektor-Tikker-Schwebungsempfang, Verstärker) 520
F. Anordnungen für Mehrfachempfang (Mehrfachtelegraphie) 524
a) Abzweigung auf verschiedene Wellenlängen abgestimmter Kohärerempfangskreise von einer in der Antenne liegenden Selbstinduktion . . 524
b) Verwendung mehrerer auf die betreffenden Senderwellen abgestimmter Antennen und Empfänger 525
c) Verwendung von auf verschiedene Wellenlängen abgestimmten Primärkreisen von G. Marconi 525
d) Doppelempfangsanordnung mittels vibrierendem Kontakt („Empfangsteiler") von Telefunken 526
e) Mehrfachempfangsanordnung mittels der Wheatstoneschen Brückenschaltung von O. Scheller (Lorenz A.-G.) 527
G. Entkopplungseinrichtungen 529
H. Anordnungen gegen Störwellen (atmosphärische Störungen und Störungen durch nicht gewünschte Senderzeichen) 530
a) Störbefreiung von atmosphärischen Störungen und unbeabsichtigten Störsenderschwingungen (Dämpfungsdekrement der Störschwingungen größer als das der Verkehrsschwingungen) 531
α) Störbefreiung durch Beschränkung der Senderenergie 531
β) Störbefreiung durch lose Kopplung und geringgedämpfte Empfänger (Gegengewicht) 531
γ) Verminderung der Störungen durch ungedämpfte Senderschwingungen (Schwebungsempfang) 532
δ) Verringerung der Störschwingungen durch gerichtete Sender 532
ε) Störbefreiung durch Tonfunkensender, Vieltonsender 532
ζ) Störbefreiung durch besondere Schaltungsanordnungen 533
Schaltungen mit Empfängererdung im Indifferenzpunkt (G. Marconi) 533
Nullpunktschaltung von R. A. Fessenden 534
Störbefreiungsschaltung gegen atmosphärische Störungen und gedämpfte Sender bei Benutzung ungedämpfter Verkehrsschwingungen von O. Scheller (Lorenz A. G.) 535
Kombinierte Empfangsschaltung für Ausnutzung der Wellenfrequenz und Wellenzugfrequenz von A. Weagant 536
η) Störwirkungsverminderung durch zwei gegeneinander geschaltete Ventildetektoren 537
ϑ) Störbefreiungsschaltung mit Röhrenzwischenkreis von Marconi . . . 538
ι) Störbefreiung durch Schnelltelegraphie 538
κ) Schutzschaltung gegen stark gedämpfte Störer mittels zwei Antennen 539
λ) Abschirmkäfig um die Empfangsantenne zur Ableitung der elektrischen Antennenladungen (Faradayscher Käfig. M. Dieckmann, Ch. Buck) . 539
μ) Störbefreiung durch Spulenempfänger-Verstärker 540
b) Störbefreiung gegen Störer (Dämpfungsdekrement der Störschwingungen nahezu dasselbe wie das der Verkehrsschwingungen 541
α) Störbefreiung mit mehreren Resonanzsystemen („Aussiebesystemen") 541
β) Störbefreiung von kleinen Störwellen mittels kapazitiver Detektorkopplung, von langen Störwellen mittels induktiver Detektorkopplung 541
I. Geheimhaltungseinrichtungen 542
a) Mechanische Sende- und Empfangsanordnungen (Bull, Hoyland, Gill) . 542
b) Mechanische Abstimmung 543
c) Elektrische Verstimmung 543
d) Schnelltelegraphie mit Wellenvariation 544
e) Begrenzte Geheimhaltung durch ungedämpfte Senderschwingungen („positive und negative Wellen") 544
f) Gerichtete Telegraphie 545

Digitized by Google

Band I, Seite

g) Geheimtelegraphiereinrichtung unter Benutzung der neutralen Linie . . 545
h) Geheimschrift 545
K. Verstärkung der Empfangsschwingungen 545
a) Mechanisch wirkende Verstärker 546
b) Röhrenlautverstärker 546
α) Allgemeine Gesichtspunkte. Hochfrequenz- und Niederfrequenzverstärkung. Energiesteigerung 546
β) Hochfrequenzverstärkung 547
γ) Niederfrequenzverstärkung 549
L. Spulenempfänger-Verstärker 550
M. Zwischenhören (Gegensprechen), Vermeidung von Störungen durch den eigenen Sender 555
a) Prinzip des Gegensprechens. Spulenempfänger. Räumliche Trennung des Senders vom Empfänger 555
b) Zwischenhören mittels Starkstromdetektors (Magnetdetektors) 555
c) Gegensprechen mittels Verzögerungsrelais 556
d) Zwischenhören mittels drei kontaktigem Morsetaster 556
e) Zwischenhöreinrichtung mit Synchronkontaktscheibe von G. Marconi . 556
f) Gegensprechbrückenschaltung von O. Scheller 558
g) Mehrfachantennenanordnung von G. Marconi 559
h) Zwischenhören mittels Spulenantenne-Spulenempfängerverstärkers . . . 559
N. Wahl der Empfangsschaltung und des Indikators (Detektors) 560

Kapitel V. Aus der Hochfrequenzmeßtechnik.

1. Heutiger Stand der Meßlaboratorien in der drahtlosen Praxis und auf den technischen Schulen. Unzweckmäßige Einrichtungsmethode von Versuchs- und meßtechnischen Laboratorien. Einrichtung von Versuchsstationen und Notwendigkeit des gemeinsamen Zusammenarbeitens derselben bei der Erforschung bestimmter Erscheinungen 563
2. Erforderliche Meßapparate und -instrumente für das Meßlaboratorium 565
A. Meßinstrumente zur Kontrolle der Tourenzahl, der Frequenz und Phase von elektrischen Maschinen, Isolationsprüfer, Eisen- und Felduntersuchungsapparate, Abbremseinrichtungen sowie Hilfsapparate für Maschinen und Eisenuntersuchungen 565
B. Voltmeter, Amperemeter, Wattmeter und Galvanometer 565
C. Hochfrequenzmeßeinrichtungen 567
3. Kapazitätsmessungen 568
A. Wheatstonesche (M. Wiensche) Brücke für Kapazitätsmessungen 568
B. Kapazitätsmeßbrücke mit selbstinduktiven Widerständen (G. Seibt) 569
C. Hochfrequenzbrücke für Kapazitätsmessungen 569
D. Kapazitätsmessungen mit Hochfrequenz nach der Resonanzmethode 570
E. Messung der Dielektrizitätskonstante und des Frequenzfaktors nach der Resonanzmethode 572
4. Selbstinduktionsmessungen 572
A. Wheatstonesche Brücke für Selbstinduktionsmessungen 573
B. Hochfrequenzbrücke für Selbstinduktionsmessungen 573
C. Selbstinduktionsmessungen mit Hochfrequenz nach der Resonanzmethode . 574
D. Selbstinduktionsmessung eines geschlossenen Schwingungskreises 574
5. Messung des wechselseitigen Selbstinduktionskoeffizienten und des Kopplungskoeffizienten (Kopplungsgrades) 575
A. Messung des wechselseitigen Selbstinduktionskoeffizienten 575
B. Messung des Kopplungskoeffizienten (Kopplungsgrades) 575
6. Ermittlung der Wellenlänge. Eichung eines geschlossenen Kreises in Wellenlängen 576
A. Mittels des Paralleldrahtsystems von Lecher 576
B. Mittels Funken- bzw. Lichtbogenzerlegung in einem rasch rotierenden Spiegel oder einer Linse 578
a) Mit dem rotierenden Spiegel oder einer Linse allein 578
b) Mit dem Glimmlichtoszillographen 580
C. Mittels der Braun-Zenneckschen Röhre 581
D. Mittels des Schwingungsanalysators 583
E. Mittels der Stimmgabelmethode 583
F. Mittels des Lichtbogengenerators 584

Digitized by Google

Band I, Seite

G. Mittels Hochfrequenzmaschine 585
H. Mittels Berechnung und Experiment 585
7. Messungen mit dem Wellenmesser 587
A. Messung der Wellenlänge 587
B. Anwendungs- und Meßmöglichkeiten des Wellenmessers 587
C. Eichung eines Wellenmessers unter Anwendung eines Normalwellenmessers 588
D. Messung der Grundschwingung (Antenneneichung), Kapazität und Selbstinduktion eines Luftleiters 588
8. Dämpfungsmessungen 591
A. Methoden der Dämpfungsmessung 591
a) Die Resonanzmethode 591
b) Die Vergleichsmethode 592
c) Die Dynamometermethode 592
d) Die direkte Methode mittels Strom- und Spannungsmessung 593
e) Die Dämpfungsmethode mittels der Kathodenröhre nach Zenneck . . . 593
f) Die Dämpfungsmeßmethode mittels des Magnetdetektors nach Rutherford 593
g) Dämpfungsmessung mittels Kontaktanordnung 594
α) Anordnung nach Tallqvist 594
β) Anordnung nach Glatzel 595
B. Dämpfungsmessung einer Entladestrecke 596
a) Mittels der Resonanzmethode 596
b) Mittels der Vergleichsmethode 596
C. Dämpfungsmessung eines Erregerkreises 596
D. Dämpfungsmessung eines Luftleiters 597
a) Mittels der Resonanzmethode 597
b) Mittels in die Antenne eingeschalteten Widerstandes 598
c) Mittels der Vergleichsmethode 598
E. Dämpfungsmessung eines Resonanzkreises (Empfangskreises mit integrierendem Detektor, Wellenmessers etc.) 599
a) Die Schwingungen des Oszillators sind ungedämpft 599
b) Die Schwingungen des Oszillators sind ungedämpft oder gedämpft . . 600
α) Bei ungeeichtem Hochfrequenzwiderstand 600
β) Bei geeichtem Hochfrequenzwiderstand 600
F. Dämpfungsmessung von Isolationsmaterialien 601
G. Dämpfungsmessung von Selbstinduktionsspulen 602
H. Kapazitäts- und Dämpfungsmethode zur Erforschung von Gesteins- bzw. Wasserschichten (H. Löwy) 603
9. Messungen an Röhren 604
A. Messung der Oberschwingungen eines Röhrensenders 604
B. Messung des Vakuums einer Gasröhre 605
C. Aufnahme der Charakteristik einer Röhre 605
D. Senderröhrenuntersuchung 606
E. Empfangsröhrenuntersuchung 607
F. Messung der Phase bei rückgekoppeltem Röhrensender 608
10. Feststellung des Indifferenzpunktes 608
11. Messung des Wirkungsgrades eines Senders 609
A. Wirkungsgradmessung mittels künstlicher Antenne 610
B. Wirkungsgradmessung mittels natürlicher Antenne 611
C. Methode zur Messung der Feldstärke eines Senders von F. Braun 612
12. Beobachtung des Entladungsvorganges und Messung der Entladungszahl (Funken, Lichtbogen) 612
A. Messung von Entladungszahlen 612
B. Beobachtung und Messung der Energieschwankungen bei Entladungsvorgängen (Lichtbogen) 612
13. Messungen an der Empfangsanlage 613
A. Bestimmung der Abstimmschärfe einer Empfangsanlage 613
B. Prüfung des Sekundärkreises eines Empfängers auf Lautstärke mit ungedämpften oder gedämpften Schwingungen 614
C. Prüfung von Detektoren 614
D. Prüfung von Summern und Telephonen 615
E. Feststellung der Resonanzlage einer Telephonmembran 616
14. Messung von Wellen sehr geringer Energie 616
A. Nachweisung elektrischer Wellen sehr geringer Amplitude 616
B. Viertelwellenlängenmethode zur Bestimmung der Entfernung von leitenden Schichten, Wasserläufen usw. (G. Leimbach) 617

Digitized by Google

Band I, Seite

15. Messungen an Maschinen und Transformatoren 617
A. Untersuchung einer Mittelfrequenzmaschine und eines Hochspannungstransformators für Funkensender 617
a) Meßtechnische Untersuchung 617
α) Messungen der Wechselstrommaschine 617
β) Untersuchung des Transformators einschließlich der eventuell eingeschalteten Drosselspule 618
b) Kontrollverfahren über Vorhandensein der Resonanzbedingungen . . . 621
B. Messungen der Eisenverluste von Hochfrequenztransformatoren 622
a) Kalorimetermethode 622
b) Messung der Eisenverluste nach der Methode von K. Schmidt 623
16. Hinweis auf Messungen, welche zweckmäßig nur auf einer Versuchsstation ausgeführt werden sollten 623

Kapitel VI. Frequenzmessung und Frequenzmesser.

1. Art der Frequenzmesser 625
2. Die Aufnahme der Resonanzkurve (bzw. Resonanzkurvenfläche mittels Resonanzkreises 625
A. Punktförmige Aufnahme der Resonanzkurve mittels normalen Wellenmeßindikators (Detektor oder Thermoelement und Galvanometer, Hitzdrahtinstrument oder dergleichen) 626
B. Aufzeichnung der Resonanzkurve mittels Hitzdrahtes und Zylinderspiegels. 626
C. Aufzeichnung und Demonstration der Resonanzkurve mittels Wellenmeßkondensator- und Hitzdrahtinstrumentspiegeln 627
D. Aufzeichnung der Resonanzkurve mittels rotierenden Kondensators und Fadengalvanometers 627
E. Sichtbarmachung der Resonanzkurvenfläche mittels der Braunschen Röhre. 628
F. Sichtbarmachung der Resonanzkurvenfläche mittels Glimmlichtröhre . . . 230
3. Vorläufer der Wellenmesser 632
A. Der Hertzsche Resonator (Abänderungen von Righi, Zenneck, Zehnder, Blyth und Bjerknes) 632
B. Das Lechersche Paralleldrahtsystem (Abänderungen von Gehrcke, Zenneck, Arons, Righi, Coolidge, Schaum und Schulze) 633
C. Geschlossenes Resonanzschwingungssystem (Lodge, Noack, Robinson, Zenneck, Müller) 634
4. Offene Schwingungsmeßsysteme 635
A. Das offene Meßsystem von Slaby 635
B. Die Resonatorspule von Arco-Slaby 638
C. Der Multiplikationsstab von Slaby 638
D. Der Spulenwellenmesser von Eisenstein 640
E. Die Meßspule von Murgas. 641
5. Frequenzmesser mit geschlossenem Resonanzschwingungssystem . 642
A. Mit Strom- oder Spannungsindikator; Einstellung der Wellenlänge und Ablesung derselben nacheinander 642
a) Kalibrierte Schwingungskreise, ideales Frequenzmeßsystem 642
α) Resonanzkreis von Janet 642
β) Gleicher veränderlicher Meßschwingungskreis von Bjerknes 642
γ) Ideales Meßsystem, physikalische Wellenmesser (J. Zenneck) 642
δ) Konstante Kopplung und Dämpfung 645
ε) Einteilung der Wellenmesser 646
Physikalische Frequenzmesser 646
Technische Frequenzmesser 647
Geeichte Frequenzmeßnormale 647
b) Die Wellenmesser von Drude 647
c) Der geeichte Oszillator von Shoemaker 648
d) Der Variometerfrequenzmesser von Ives-de Forest 649
e) Wellenmesser von Telefunken 650
α) Der Koepsel-Franke-Dönitzsche Wellenmesser 650
β) Der Rendahlsche Frequenzmesser 652
γ) Der kommerzielle Wellenmesser 653
δ) Der Stationsprüfer 653
ε) Wellenmesser Type E B W 655
ζ) Großer Wellenmesser 655
η) Kleiner Wellenmesser Type K. K. W. 3 657

Band I, Seite

f) Wellenmesser der Marconigesellschaft 657
α) Das Cymometer von Fleming 657
β) Der kleine Wellenmesser der Marconigesellschaft 659
γ) Marconis großer Wellenmesser (Dekremeter) 660
g) Frequenzmesser der Lorenz A. G. 661
α) Der Variometerfrequenzmesser 661
β) Der Universalwellenmesser 662
γ) Wellenmesser Type K. W. 664
δ) Kleiner Wellenmesser Type N. B. 665
ε) Kleinwellenmesser mit innerhalb der Selbstinduktionsspule angebrachten Kondensator 666
h) Taschenwellenmesser von E. Nesper (Lorenzwerke, Wien) 667
i) Der Frequenzmesser von Ferrié 669
k) Der Wellenmesser von Péri 670
l) Der Frequenzmesser von Culver 671
m) Der Wellenmesser mit gleichmäßig verteilter Kapazität und Selbstinduktion von Boas 671
n) Der Wellenmesser mit gleichförmiger Eichskala von Tissot 672
B. Mit Dynamometereffekt: Einstellung und Ablesung der Wellenlänge nacheinander 673
a) Der Wellenmesser mit Thomsonschen Dynamometer von Pierce 673
b) Die Wellenmeßanordnung mit Dynamometer von Mandelstam und Papalexi 674
C. Direkt zeigender Resonanzkreiswellenmesser; Einstellung und Ablesung der Wellenlänge gleichzeitig 675
a) Von Hirsch-Huth für direkte Wellenmessung 675
6. Direkt zeigende Frequenzmesser nach der Strommessungs- und Dynamometermethode 677
A. Vorläufer für niedrige und mittlere Frequenzen 677
a) Einleitende allgemeine Bemerkungen 677
b) Der Frequenzindikator von Steinmetz 679
c) Das Wechselstrommeßgerät von Burnand 680
d) Der Frequenzmesser von Chesney und Lloyd 680
e) Der Dynamometerfrequenzmesser von Krukowsky 680
f) Frequenzmesser mit Differentialelektromagnet von Lux 681
g) Wirbelstromfrequenzmesser von Wild 682
h) Der Resonanzspulenfrequenzmesser von Thomson-Houston Co. 683
i) Der Spulenfrequenzmesser von Weston 683
B. Der direkt zeigende Frequenzmesser von Ferrié 685
C. Der Wechselstromwiderstandsfrequenzmesser von W. Hahnemann 686
D. Der direkt zeigende Frequenzmesser von G. Seibt 687
E. Der direkt zeigende Wellenmesser von O. Scheller 689
7. Verschiedene andere Wellenlängenmeßanordnungen 693
A. Wellenmessung mittels Differentialthermometers von Mandelstam 693
B. Wellenmeßeinrichtung mit Brückenschaltung von Eisenstein 693
C. Frequenzmeßwage von Peuckert 694
D. Frequenzmesser mit Widerstandsdraht von Rausch von Traubenberg . . . 695
8. Fernwellenmesser 696
A. Fernwellenmessung mittels geeichten Empfängers 696
B. Fernwellenmessung mittels Empfängers und geeichtem Erregerkreise an der Empfangsstelle 696
9. Wellenlängendiagramme und Tabellen 699
A. Allgemeine Betrachtungen 699
B. Die Wellenlängentafel von Massie 699
C. Graphische Darstellung der Thomsonschen Wellenlängengleichung von H. Rein 700
D. Frequenz- und Wellenlängentabelle von J. Zenneck 703
E. Graphische Bestimmung der Wellenlänge (bzw. der Kapazität oder Selbstinduktion) von A. S. M. Sörensen 703
F. Wellenlängenbestimmungstafel von Eccles 705
G. Der Wellenlängenschieber von W. R. Belcher-Hickmann 706
10. Eichungsmarkierungen und Ablesungsanordnungen der Wellenlänge, Kapazität, Selbstinduktion usw. 707

Digitized by Google

Zweiter Band.

Kapitel VII. Hilfsapparate der drahtlosen Stationen. Sender- und Empfängerkonstruktionen. Besondere Konstruktionselemente und Massenfabrikation in der drahtlosen Telegraphie.

Band II, Seite

I. Maschinen und Apparate der Senderseite 1
A. Speise- und Antriebsmaschinen. Übertragungsmittel 1
a) Für feste Stationen 1
α) Unterschiede gewöhnlicher Dynamomaschinen und Motoren und solcher für drahtlose Stationen. „Intermittierender Dauerbetrieb" 1
β) Antriebsmaschinen, Vorteile von Lokomobilen. Elektromotorenantrieb 2
γ) Tourenregulator 2
δ) Maschinen für Röhrensender 3
b) Für bewegliche Stationen 3
α) Schiffsstationen 3
Elektromotorantrieb 3
Dampfturbinenantrieb 3
Benzin- oder Ölmotorantrieb 4
β) Fahrbare Stationen 4
γ) Tragbare Stationen 4
Montage und Nachspannen des Antriebsmotors 4
Tretgestell- und Drehgestellmechanismus 6
c) Antriebs- und Übersetzungsmittel 6
α) Direkter Antrieb 6
β) Riemenantrieb (Flachriemen, Keilriemen) 6
Kettenantrieb 7
Antrieb mittels biegsamer Welle 7
Übersetzungsgetriebe 7
B. Unterbrecher für Gleichstrombetrieb 8
a) Hammerunterbrecher 8
b) Stimmgabelunterbrecher G. Ferrié (H. Magunna) 9
c) Pendelunterbrecher (sog. Pendelumformer) 10
α) Pendelunterbrecher von R. Falkenthal (Deutsche Telephonwerke) . . 10
β) Pendelumformer der Lorenz A. G. (R. Dreyer) 11
d) Rotierende Unterbrecher (Grissonumformer) 12
e) Elektrolytischer Unterbrecher 12
f) Quecksilberstrahl-(Turbinen-)Unterbrecher 12
C. Wechselstrommaschinenbetrieb 13
a) Schwere Maschinenausführungen für feste und schwer bewegliche Stationen. Mittelfrequenzmaschine für tönenden Funkensender 13
b) Leichte Maschinenausführungen für tragbare Stationen, Flugzeugstationen usw. 13
α) Leichte Gleichpolmittelfrequenzmaschine ohne und mit Selbsterregung der Lorenz A. G. (K. Schmidt) 14
β) Leichte Mittelfrequenzmaschine mit nur einer Felderregerspule und Fremderregung von Telefunken 16
c) Hochspannungstransformatoren 17
α) Resonanzinduktor 17
β) Resonanztransformator 18
γ) Teslatransformator 19
d) Lautverstärkungstransformatoren 20
α) Allgemeine Gesichtspunkte 20
β) Transformatoren für Niederfrequenzverstärkung 20
γ) Transformatoren für Hochfrequenzverstärkung 21
δ) Transformatorersatz (Ohmsche Widerstände) 21
e) Regulierdrossel 21
f) Schutzvorrichtungen des Primär-(Speise-)kreises gegen Hochfrequenz . . 22
D. Stromquellen für Fadenheizung und das Anodenfeld von Röhren 22
a) Batteriebetrieb 22
b) Benutzung von Maschinen für Heizzwecke und für das Anodenfeld . . 23
α) Allgemeine Gesichtspunkte 23
β) Fadenheizung mit Gleichstrommaschine 24
γ) Anodenfeld, Speisung mit Gleichstrommaschine (L. de Forest) . . . 25

Digitized by Google

Band II, Seite

δ) Speisung mit Wechselstrommaschine (O. Scheller) 26
ε) Energien für Empfänger- und Senderöhren 27
c) Gemeinsame Stromquelle für Heizung und Anodenfeld 27
E. Entladestrecken für Funken- und Lichtbogenschwingungen 27
a) Steuervorrichtung für Hochfrequenzenergie geringer Intensität 27
b) Allgemeine Eigenschaften und Anforderungen, welche an alle Entladestrecken zu stellen sind 28
c) Funkenstrecken für seltene Funkenentladungen 29
α) Funkenstrecke für größere Schwingungsenergien 29
β) Eingekapselte Funkenstrecke 29
d) Funkenstrecken mit bewegten Elektroden 30
α) Allgemeine Gesichtspunkte 30
β) Rotierende Funkenstrecken von Marconi 30
γ) Speichenfunkenstrecke von R. A. Fessenden 31
e) Funkenstrecken für Stoßerregung 32
α) Zwischenmedium und günstigste Oberflächenbeschaffenheit der Löschfunkenstreckenelektroden 32
β) Zischfunkenstrecke von v. Lepel 33
γ) Löschfunkenstrecke von Telefunken 33
δ) Rotierende Löschfunkenstrecke von Peuckert 34
f) Lichtbogenentladestrecken 34
α) Abbrand und Aussehen der Elektroden des Lichtbogengenerators 35
β) Lichtbogengeneratoren mit Wasserstoffatmosphäre und Magnetfeld nach Poulsen 36
Lichtbogengenerator für kleine Energien 36
Lichtbogengenerator für mittlere Energien 36
Lichtbogengenerator für große Leistungen 37
Lichtbogengenerator für sehr große Energien 38
Lichtbogengenerator für sehr kleine Schwingungsenergien für Schwebungsempfang 40
Lichtbogengenerator für Meßzwecke von F. Kiebitz 40
γ) Lichtbogengeneratoren ohne wasserstoffhaltige Atmosphäre und ohne Magnetfeld 40
Serienlichtbogenanordnung von Telefunken 40
Magnetisch angeblasener Lichtbogengenerator von E. Ruhmer . . 41
Metallbandlichtbogengenerator von E. Ruhmer 41
δ) Lichtbogengenerator für ideale Stoßerregung 41
g) Röhren für Elektronenemission und Gasionisation 41
α) Anforderungen an mit Elektronenemission arbeitende Röhren für Sendezwecke 41
Elektrodenausbildung in der Röhre 42
Evakuierung der Röhre 45
Verhältnis der Metalloberfläche zur Lochweite bei der Gitterelektrode, Konstruktive Form des „Durchgreifens“ 46
Sockelausbildung der Röhre 46
Volumen der Röhre 47
Glasbeschaffenheit der Röhre 47
Röhrenfabrikation 47
Röhren für größere Sendeenergien und Ersatzmaterialien 50
Konstantschaltung des Heizstromes. Anschaltung des Anodenkreises 50
β) Röhrenausführungen für Elektronenemission 51
Kenetron 51
Pleiotron für kleine und mittlere Energien 51
Pleiotron für große Energien 52
Senderöhre von Telefunken 52
Senderöhre von Studiengesellschaft (Auer) 53
Röhren von Schott & Gen. 54
Senderöhren von E. H. F. Müller 54
Beseitigung elektrostatischer Glasladungen von G. W. Pickard . . 55
Verstärkerröhre der A. E. G. 55
Röhre mit mehreren Gitterelektroden und Anoden der A. E. G. (J. Langmuir) 55
Röhre mit zwei Gitterelektroden von Siemens & Halske (für Verstärkerzwecke) 56
F. Maschinen und Transformatoren für maschinell zu erzeugende Hochfrequenzschwingungen 58

Digitized by Google

Band II. Seite

a) Anforderungen bezüglich des Luftspaltes und der Blechmontage bei Maschinen 58
b) Wicklungsausführung bei Hochfrequenzmaschinen 59
c) Anforderungen an das Eisenblech von Hochfrequenztransformatoren . . 59
d) Besondere konstruktive Ausführungen bei Hochfrequenzmaschinen . . 61
α) Reflexionsmaschine von R. Goldschmidt 61
β) Induktormaschine von Alexanderson-Fessenden 64
γ) Gleichpolinduktormaschine von K. Schmidt (Lorenz A.-G.) 66
e) Konstruktionen von Hochfrequenztransformatoren 68
G. Gebeeinrichtungen (Taster) 69
a) Taster für Handbetrieb. Serien- und Parallelschaltung 69
α) Taster mit Abreißvorrichtung (Funkenlöscheinrichtung) 70
β) Taster mit unter Isolationsmaterial arbeitenden Kontakten 71
γ) Druckknopftaster 71
b) Tastrelais für größere Energien. Handtaster mit Kurzschließvorrichtung 71
c) Schnellgeber 72
α) Forderung nach Schnellgeben und Schwierigkeiten für den drahtlosen Schnellgeber 72
β) Schnellgeberkonstruktion von P. O. Pedersen 73
γ) Schnellgeber für Handbetrieb von J. Berliner (P. Floch) 76
H. Automatische Einrichtungen 76
a) Unzweckmäßigkeit zu weitgehender Automatik 76
b) Antennenumschalter (Sende-Empfangsschalter) 77
c) Automatische Schalteinrichtungen beim Lichtbogengenerator 78
α) Rotationsvorrichtung für die Kohlenelektrode 78
β) Automatische Zündeinrichtung 78
γ) Automatische An- und Abstellung von Spiritus (Wasserstoffgas) und Kühlwasser 78
δ) Automatische Lichtbogeneinregulierung 79
ε) Automatische Einregulierung der Maschinenspannung 79
ζ) Selbsttätig wirkende Einrichtung, um mit Verstimmung oder ohne Energieausstrahlung zu tasten (Tasterwahlschalter) 79
d) Automatische Variation der Antennen-Abstimmungselemente 80
e) Allgemeine Betrachtungen 80
2. Hilfsapparate für Sender und Empfänger 80
A. Kondensatoren 80
a) Allgemeine Gesichtspunkte für den Aufbau der Kondensatoren und die auftretenden Verluste 81
α) Erzielung möglichst geringer Verluste im Dielektrikum 81
β) Möglichst große Übergangswiderstände an den Halteteilen 81
γ) Spezifische Belastungsfähigkeit der Kondensatoren. Sprüh- und Glimmstromverluste 81
b) Kondensatoren mit fester Kapazität 82
α) Die Leydener Flasche 82
β) Die Leydener Flaschenbatterie mit auswechselbaren Einzelflaschen 82
γ) Verluste im Glase der Leydener Flasche. Herabsetzung der spezifischen Flaschenbelastung 83
δ) Leydener Flasche mit verstärktem Dielektrikum an den Belegrändern (Moscicki) 84
ε) Leydener Flasche mit schirmartig gespreizten Dielektrikum an den Belegenden (A. E. G.) 85
ζ) Doppelwandige Leydener Flasche mit von Gas erfülltem Hohlraum von M. Wien 85
η) In Isoliermasse eingegossener Plattenkondensator (Grisson) 85
ϑ) Kondensator mit Opalazenzglas als Dielektrikum (Rochefort) . . . 85
ι) Aluminiumkondensator 85
κ) Ölflaschenkondensator (Telefunken) 85
λ) Glasplattenkondensator (Schott & Gen.) 86
μ) Glasplattenkondensator im Ölbad (G. Marconi) 86
ν) Stufenweise variabler Plattenkondensator (H. Rosenthal) 87
ξ) Glimmerblockkondensator (Lorenz A.-G.) 87
Kunstgriff für rationellere Glimmerausnutzung bei Glimmerkondensatoren 87
Glimmerersatzstoff 88
ο) Papierkondensator (E. v. Szveticz) 88
π) Stufenweise variabler Glimmerkondensator 89

Band II, Seite

ϱ) Preßgasplattenkondensator (R. A. Fessenden) 89
σ) Preßgaskondensatorelement (E. Nesper) 89
τ) Preßluftzylinderkondensator (M. Wien) 89
c) Kontinuierlich veränderliche Kondensatoren 90
α) Einstellbarer Zweiplattenkondensator (Kohlrausch, Tesla) 90
β) Plattenschiebekondensator (N. Tesla) 90
γ) Drehplattenkondensator von A. Koepsel (D. Korda) 90
δ) Drehplattenkondensatoren für Sende- und Empfangszwecke (Lorenz A.-G.) 91
ε) Zylinderdrehkondensator (H. Boas). Bessere Ausnutzung des Kondensatorvolumens durch Marconis Kunstgriff 93
ζ) Variabler Empfangskondensator von Marconi 93
η) Sendekondensator mit senkrechten Platten (Lorenz A.-G.) 94
ϑ) Ausbalanzierter Empfangskondensator mit Grob- und Feineinstellung (Lorenz A.-G.) 94
ι) Teleskopkondensator (G. Marconi) 95
κ) Kegelkondensator (J. A. Fleming) 95
λ) Wickelkondensator (A. E. G.) 95
μ) Kontinuierlich veränderlicher Plattenkondensator (A. Pflüger) 95
ν) Kleinkondensator (Lorenz A.-G.) 96
ξ) Gefräster Kondensator (G. Seibt). Spritzgußkondensator 96
ο) Mittels Lehren vergossene Kondensatorplatten 96
π) Drehplattenkondensator mit durch Spritzguß miteinander verbundenen Platten von Siemens & Halske A.-G. 97
ϱ) Drehplattenkondensator mit zusammengelöteten Platten von W. Scheppmann (Lorenz A.-G.) 98
σ) Drehbarer Kondensator mit treppenförmig gepreßten Platten von Siemens & Halske (H. Schieferstein) 98
τ) Drehplattenkondensator mit halbkreisförmigen Platten und doppelter Ausnutzung des Kondensatorraumes 99
Drehkondensator mit je zwei Sätzen voneinander isolierter fester und beweglicher Platten von Telefunken 99
Drehkondensator mit zwei festen und einem variablen Plattensatz mit kreisförmiger Kontaktlamellen der Lorenz A.-G. 99
υ) Teilweise kontinuierlich veränderlicher Glimmerkondensator 100
φ) Pendelkondensator von O. Scheller (Lorenz A.-G.) 100
χ) Veränderlicher Kondensator für sehr kleine Kapazitätsbeträge der Lorenzwerke, Wien 101
B. Induktanzvorrichtungen 102
a) Allgemeine Gesichtspunkte für Verwendung und Konstruktion von Selbstinduktionsspulen. Verluste in Spulen 102
α) Abmessung der Spulen hinsichtlich Erwärmung 102
β) Abmessung der Selbstinduktionsspulen zwecks Erzielung möglichst geringer Gesamtverluste 102
Wirbelstromverluste 102
Verluste durch Skineffekt (Hauteffekt) 103
Verluste durch dielektrische Hysteresis 104
Zusammenfassung der drei obigen Verlustquellen 104
Notwendige Unterteilung der Litzenleiter 104
γ) Typische Grundformen der Spulen für Hochfrequenz 105
δ) Spulenkapazität 106
Wirkung der Eigenkapazität der Spule im aperiodischen Kreise 107
Wirkung der Spulenkapazität im abgestimmten Kreise 107
Kapazitive Kopplung der Spule infolge der Spuleneigenkapazität 107
Verhinderung bzw. Verkleinerung der Wirkung der Spulenkapazität 107
Verringerung der Induktionswirkung auf die Spulen 108
ε) Gesichtspunkte für die Konstruktion der Selbstinduktionsspulen möglichst kleiner Dämpfung (Tesla, Bjerknes, Dolezalek, Telefunken, Hahnemann, M. Wien, Möller) 109
b) Selbstinduktionsspulen mit fester Induktanz 111
α) Anordnungen ohne Abstimmung während der ersten Zeiten der drahtlosen Praxis 111
β) Kombinierbare (Gewichtssatz-)Spulen 112
γ) Auswechselbare (geeichte) Spule 112
δ) Flachspulen zwischen Platten aus Isoliermaterial und ineinander gesteckte Zylinderspulen für Meßzwecke 112

Digitized by Google

Band II, Seite

ε) Stöpselspule 113
ζ) Kontaktspulenanordnung mit Drehvorrichtung von Telefunken . . . 114
η) Flachspule für Sendezwecke aus Bandkupfer 114
ϑ) Flachspule mit zwischen Isolierstäbe geflochtenen Kupferlitzendraht 114
ι) Spiralförmige Schlitzspule der Lorenz A.-G. (W. Scheppmann) . . . 115
κ) Mehrlagige Litzenleiterspule von A. Meißner (Telefunken) 115
c) Allmählich veränderliche Induktanzeinrichtungen 116
α) Konstruktive Gesichtspunkte für Variometerspulen, insbesondere Flachspulvariometer 116
β) Paralleldrahtsystem von Lecher 116
γ) Schiebespule von Graf Arco 117
δ) Ringförmige Schiebespule 118
ε) Flemingsches Rollenvariometer 119
ζ) Sendevariometer von Marconi 119
η) Selbstinduktionsveränderungseinrichtung von Queen 119
ϑ) Spiralbandvariometer 119
ι) Flachbandvariometer für große Energien von Telefunken 120
κ) „Concertina coil" von J. A. Fleming 120
λ) Abschirmvariometer von G. Ferrié 120
μ) Eigentliche Selbstinduktionsvariometer mit Zylinderspulen, auf Kugelflächen gewickelte Spulen, Flachspulen, Schiebespulen etc. 120
ν) Selbstinduktionsvariometer mit in- oder gegeneinander verschiebbaren Zylinderspulen 121
ξ) Selbstinduktionsvariometer mit kugelkalottenförmigen Wicklungskörpern. „Standard of self-induction" von Ayrton und Perry . . . 123
Weitere Variometerkonstruktionen von M. Wien, Shoemaker, Ives, de Forest und R. Franke 124
Kugelvariometer der Lorenz A.-G. 124
ο) Flachspulenvariometer 124
Nierenspulenvariometer von H. Rendahl (Telefunken) 124
Klappvariometer der Lorenz A.-G. 125
Tauchvariometer von H. Schieferstein (Telefunken, Lorenz A.-G.) 126
π) Zylinderspulenvariometer der Lorenz A.-G. 129
Selbstinduktionsvariometer mit sowohl gegeneinander verschiebbaren als auch gegeneinander drehbaren Flachspulen 129
d) Kombinierte Selbstinduktions- und Kapazitätsvariationseinrichtung von H. Boas 130
e) Variometer mit gruppenweise zuschaltbaren Selbstinduktionsspulen . . 131
C. Kopplungsvorrichtungen 131
a) Magnetische Kopplungsvorrichtungen 131
α) Jiggertransformator für Kohärerempfang 131
β) Schlittentransformator von Schall 132
γ) Sendetransformator mit fester Kopplung von Braun 132
δ) Regulierbarer Empfangstransformator 133
ε) Schiebespulenempfangstransformator von Telefunken 133
ζ) Klapptransformator von Telefunken 133
η) Kugeltransformator von Lorenz A.-G. 134
ϑ) Kopplungsvorrichtung mit Schiebe- und Drehbewegung von O. Scheller 135
ι) Kopplungsvorrichtung für Sendezwecke, bestehend aus stöpselbarer Kupferrohrspule mit drehbarer Kupferrohrvariometerspule 135
κ) Drehbare Kopplungseinrichtung für fest angebrachte Spulensysteme. 135
λ) Tauchtransformator von L. Adelmann (Lorenz A.-G.) 136
b) Kopplungsschleife ohne Eigenschwingung 136
c) Radiogoniometer für Sender und Empfänger von Bellini-Tosi 137
d) Empfangsgoniometer der Lorenzwerke, Wien 138
D. Hochfrequenzwiderstände 140
a) Allgemeine Gesichtspunkte 140
b) Hochfrequenzwiderstände für größere Energien (Maschinenströme, Sendezwecke) 141
α) Silitwiderstand von Gebr. Siemens & Co. 141
β) Elektrolytischer Widerstand mit kontinuierlicher Variation 142
c) Hochfrequenzwiderstände für geringe Energien (Empfangszwecke, Meßeinrichtungen) 143
α) Zickzackwiderstand von W. Hahnemann 143
β) Kapazitäts- und selbstinduktionsloser Widerstand von Ruhstrat . . 143

Digitized by Google

Band II, Seite

3. Wichtigste Zubehörteile für den Aufbau drahtloser Stationen . . . 144
A. Antennenschalter . . . 144
a) Frühere Notwendigkeit von Sende- und Empfangsschaltern . . . 144
b) Sender-Empfängeran- und -abschaltung durch Stöpselung . . . 144
c) Direkt wirkender Antennenhebelumschalter mit Drehbewegung . . . 145
d) Sende-Empfangsschalter von Telefunken . . . 146
e) Sende-Empfangsschalter mit hin- und hergehender Bewegung der Lorenz A.-G. . . . 146
f) Antennenschalter für sehr große Energien. Schalter für mehrere Sender und Empfänger . . . 147
α) Schalterkonstruktionen bei hohen Spannungsamplituden . . . 147
β) Kombinierter Sende-Empfangsschalter für mehrere Antennen, mehrere Sender und mehrere Empfänger . . . 147
B. Blitzschutzvorrichtungen . . . 149
a) Gesichtspunkte für die Benutzung der Blitzschutzvorrichtung. Theoretische Betrachtungen und Prinzip der Blitzschutzeinrichtung . . . 149
b) Blitzschutzeinrichtung von Telefunken . . . 149
c) Selbsttätig wirkender Blitzableiter von G. Delval . . . 150
C. Isolatoren in drahtlosen Stationen . . . 151
a) Isolatoren für Gleichstrom, Niederfrequenz und Mittelfrequenz . . . 151
b) Isolatoren für Hochfrequenz und Hochspannung . . . 151
α) Prinzipielle Anforderungen an Isolationsmaterialien (Sicherheitsfaktor) 151
β) Für Hochfrequenz inbetracht kommende Isolationsmaterialien . . 152
Luft . . . 152
Öl (Paraffinöl) . . . 152
Porzellan (Steckolith), Glas und Speckstein . . . 152
Hartgummi . . . 153
Paraffiniertes Holz . . . 154
Glimmer . . . 154
Mikanit, Pertinax, Gummon, Gummoid, Prestonit, Bakelit, Galalith, Faturan, Stealit, Tenacit, Cellon . . . 154
γ) Trag- und Halteisolatoren . . . 154
c) Durchführungsisolatoren . . . 155
α) Vermeidung von Durchführungsisolatoren infolge Material- und Konstruktionsschwierigkeiten in der ersten Zeit der Funkentelegraphie 155
β) Antennendurchführungsisolator von Marconi . . . 155
γ) Durchführungsisolator von Kuhlmann . . . 156
δ) Durchführungsisolatoren für kontinuierliche Schwingungen . . . 156
ε) Durchführungsisolatoren für kontinuierliche und Funkenschwingungen bei großen Energien . . . 157
ζ) Wasserdichter Durchführungsisolator . . . 157
d) Antennenleiteraufhängeisolatoren . . . 157
α) Anforderungen an Antennenisolatoren. Sprühende Antennenenden. Älteste Ausführungsform der Antennenabspannisolatoren . . . 157
β) Antennenisolator mit Sprühschutz von H. Rendahl . . . 158
γ) Antennenisolator von Clouth . . . 159
δ) Tellersprühschutzisolator von Telefunken . . . 159
ε) Mechanisch entlasteter Antennenisolator der Lorenz A. G. . . . 159
e) Pardunen und Abspannisolatoren. Mastfußisolatoren . . . 159
α) Porzellannußketten . . . 159
β) Sattelisolatoren . . . 160
γ) Isolatoren für sehr große Druckbeanspruchung . . . 161
D. Antenneneinführung . . . 162
E. Antennenträger (Masten) . . . 163
a) Allgemeine Gesichtspunkte für die Wahl der Antennenform und damit für die Konstruktion der Antennenträger . . . 163
b) Masten und Türme für feste Stationen . . . 166
α) Holzkonstruktionen . . . 166
Einfacher Holzmast (Schiffsmasttype) . . . 166
Holzträgermast (Poldhukonstruktion) . . . 166
Holzgestellmast (Telefunken) . . . 169
Holzgittermast nach de Forest . . . 169
Holzgittermast mit Hohlraum im Innern (Lorenz A.-G.) . . . 171
Holzgittermast für große Höhe . . . 171
Meltzer Holzmast . . . 172

Digitized by Google

Band II, Seite

β) Eisenkonstruktionen 172
Älteste Eisenmastkonstruktionen von R. A. Fessenden 172
Stahlrohrmast für große Höhen von R. A. Fessenden 173
Eisengittermast von Hein, Lehmann A.-G. (Nauen-Konstruktion) . 173
Freistehende Antennenturmkonstruktion 174
Rendahlmast 174
Benutzung von Bergen als Antennenträger 175
c) Masten für bewegliche Stationen 175
α) Bedingungen der Masten für bewegliche Stationen. Konstruktionsmaterialien 175
β) Feuerleitermasten 176
γ) Schlauchmasten 176
δ) Antennenzylinderrohrmasten von Marconi 176
ε) Magnaliumrohrmast von Telefunken 176
ζ) Einzelgerippemast von L. Leidl 176
η) Fontanamast von A. Siewert 177
ϑ) Teleskopmast 178
ι) Zerlegbarer Stahlrohrmast von R. Weege 179
d) Schiffsmasten 181
e) Masten für besondere Zwecke (Flugzeuge) 181
F. Erdung und Gegengewicht 181
a) Erdungsanlage 182
b) Gegengewicht 184
4. Detektoren für den Empfang 185
A. Gesichtspunkte für die Herstellung und Anforderungen, welche an die Detektoren zu stellen sind 185
a) Empfindlichkeit und Konstanz des Detektors, Unempfindlichkeit gegen luftelektrische (atmosphärische) Störungen und Überreizungen (Nahverkehr und Zwischenhören) 186
b) Energieverbrauch des Detektors 187
c) Zuverlässigkeit des Arbeitens des Detektors während des Betriebes . . 187
d) Einfachheit der Handhabung des Detektors und der zur Kenntlichmachung der elektromagnetischen Schwingungen dienenden Apparate 188
e) Möglichkeit eines Anrufes und Verwendung des Detektors für Hör- und Schreibempfang oder für beides 188
f) Betriebsbereitschaft des Detektors, insbesondere braucht der Detektor eine Klopfer- oder andere Einrichtung, um wieder betriebsbereit zu sein . . 189
B. Kohärenzdetektoren 189
a) Kohärer mit Metallkörnern 189
α) Das Kohärenzphänomen. Erklärungsversuche. Erster Kohärer von Munck af Rosenschöld. Weitere Anordnungen von Calcechi-Onesti, Hughes, Lodge, Popoff 189
β) Kohärer von G. Marconi 190
γ) Leicht auswechselbarer Kohärer von Slaby-Arco 191
δ) Kohärer mit regelbarer Empfindlichkeit durch Ansatzrohr von Blondel 191
ε) Kohärer mit regelbarer Empfindlichkeit mittels Ansatzrohres und mit Trockenvorrichtung von Ducretet 191
ζ) Körnerbeschaffenheit (Größe und Material) und Elektrodenausführung 192
η) Aluminium-Goldkohärer für große Reichweiten von Telefunken . . 192
ϑ) Kohärer mit mechanischer Empfindlichkeitsregelung von Koepsel und von Boas 192
ι) Kohärer mit magnetischer Empfindlichkeitsregulierung von Braun-Siemens und Halske 192
κ) Kugelkohärer von Orling und Braunerhjelm 193
λ) Mehrelektrodenkohärer von Ducretet 193
μ) Dreielektrodenkohärer von Werner 193
b) Mikrophonkontakt, Oxyd- und Kohlekohärer 193
α) Mikrophonkontakt von D. E. Hughes 193
β) Metallkohleschneidenkontakt von E. Thomson 193
γ) Graphit-Stahlmikrometerkontakt von A. Koepsel 194
δ) Dreifußmetallkontakt von J. Branly 195
ε) Oxydschichtkonjunktor von N. Maskeline 195
ζ) Drahtgasekohärer von Schniewindt 195
η) Kohlepulverkohärer von G. Ferrié und A. Tommasina 195
c) Quecksilberkohärer 195
α) Quecksilberkohlekohärer von Tommasina, Castelli-Solari 195

Band II, Seite

β) Quecksilberkohärer von Lodge-Muirhead 196
γ) Quecksilbertantalkohärer von L. H. Walter 197
C. Elektrolytische Detektoren 197
a) Antikohärer 197
α) Silberschichtantikohärer von Arons und Righi (Righischer Resonator). 197
β) Die Neugeschwender- und Schäfersche Platte 197
b) Responder von de Forest und Smythe 198
c) Elektrolytische Zellen mit flüssigen Elektrolyten 198
α) Gleichrichter von N. J. Pupin 198
β) Elektrolytischer Detektor von G. Ferrié und R. A. Fessenden („Liquid barretter"). 198
γ) Elektrolytische Zelle von W. Schlömilch 198
δ) Elektrolytische Zelle mit Eigen E.M.K. von W. Schlömilch, H. Shoemaker und Vreeland 200
ε) Vorteile und Nachteile der elektrolytischen Zellen 200
d) Elektrolytische Zellen mit festen Elektrolyten 200
α) Allgemeine Wirkungsweise der Detektoren mit festen Elektrolyten 200
β) Bleiglanzdetektor von Bose 201
γ) Elektrolytischer (Psilomelan-)Detektor von Telefunken 201
D. Thermodetektoren 201
a) Drahtthermoelemente und -Bolometer 201
α) Thermoelement von Klemenčič und weiterer Experimentatoren . . . 201
β) Thermoelement mit senkrecht aufeinander stehenden Drahtebenen von E. Nesper 202
γ) Evakuiertes Thermoelement von H. Brandes und W. Voege 202
δ) Verlötetes Thermoelement von Rausch von Traubenberg 202
ε) Bolometerbrücke von Tissot 203
ζ) Barretter von Béla Gáti 203
η) Solid barretter von R. A. Fessenden. Barrettersatz 203
ϑ) Thermogalvanometer von W. Duddell und J. E. Taylor 203
b) Thermodetektoren mit Heizvorrichtung 203
α) Nachteile der Thermoelemente. Punktförmige Kontaktstelle bei allen Thermodetektoren 203
β) Thermodetektor mit Heizvorrichtung (sog. „heißer Oxydkohärer") von M. Hornemann und W. Schlömilch 204
E. Kristalldetektoren 204
a) Theoretische Gesichtspunkte für alle Detektoren mit Gleichrichtung und thermoelektrischer Eigenschaften 204
α) Charakteristik der Gleichrichterdetektoren (Detektoren mit Ventilwirkung) 204
β) Unsymmetrische Charakteristik (Gleichrichtung mit Ventilwirkung) . 205
γ) Symmetrische Charakteristik (erzwungene Gleichrichtung und Ventilwirkung) 206
δ) Zusammenhang zwischen der dem Detektor zugeführten Hochfrequenzenergie und der erzeugten Gleichstromenergie 206
b) Kristalldetektorausführungen 206
α) Empfindliche Materialkombinationen 206
β) Kugelgelenkkristalldetektor von G. Marconi 207
γ) Einregulierbarer Detektor der Lorenz A.-G. 207
δ) Unverstellbarer Detektor (Karborunddetektor von Telefunken . . . 207
ε) Regelbarer Detektor mit abhebbaren Elektroden im Ruhezustand der Lorenz A.-G. 208
ζ) Patronendetektor der Lorenz A. G. 208
η) Detektor mit Drehelektrode von L. W. Austin 209
ϑ) Stöpseldetektor der Deutschen Telephonwerke G. m. b. H. 209
F. Magnetdetektoren 209
a) Vorteile und Nachteile, Theorie der Magnetdetektoren 209
b) Magnetdetektorkonstruktionen 210
α) Eisendrahtringdetektor von Wilson. 210
β) Ringmagnetdetektor von Tissot 211
γ) Drahtbündelmagnetdetektor mit Drehbewegung von G. Marconi . . 211
δ) Drahtseilmagnetdetektor von G. Marconi 211
ε) Magnetdetektor nach dem Hysteresismesserprinzip von Ewing und Walter 212
ζ) Drehspulenmagnetdetektor von Arnò 212

Digitized by Google

Band II, Seite

γ) Hysteresismagnetdetektor von Peuckert 213
δ) Oszillationsgalvanometer von E. F. Huth 213
G. Gasrohrdetektoren 213
a) Theoretische Gesichtspunkte für die Wirkungsweise der Gasröhre als Detektor 213
α) Allgemeine Gesichtspunkte. Abweichung der Röhre für Detektorzwecke von der Senderöhre (Audion) 213
β) Wirkungsweise der Detektorröhre. Anodenstromcharakteristik. Gitterstromcharakteristik 214
γ) Wirkung des die Röhre erfüllenden Gases 216
δ) Abhängigkeit der Gitterstromstärke 217
ε) Steigerung der Anodenspannung. Progressive Ionisation 218
b) Vorläufer der Gasdetektorröhren 218
α) Zehndersche Röhre 218
β) Elektrodenröhre von Righi, Boltzmann u. a. 219
c) Gasrohrdetektorkonstruktionen (Röhren für Empfangszwecke) 219
α) Wehneltröhre 219
β) Ventilröhre (Wehneltröhre) von J. A. Fleming 219
γ) Audionröhren von de Forest 220
δ) Doppelgitterröhre mit kammartigen Zwischenelektroden von Q. Majorana 222
ε) Zylinderelektrodenröhre von Tigerstedt 223
ζ) Liebenröhre der A. E. G. 223
η) Empfangsaudionröhre von Telefunken 224
ϑ) Empfangsröhre der Studiengesellschaft (Auer) 225
ι) Quecksilberdampflampe von Weintraub 225
κ) Röhren mit selbständiger Entladung, lichtelektrischem Effekt usw. 225
H. Tikkerkonstruktionen (Unterbrecherkonstruktionen) 226
a) Gewöhnliche Unterbrecher- und Tikkerkonstruktionen 226
α) Gleichrichteranordnung von N. Tesla 226
β) Rotierender Unterbrecher von H. Shoemaker und Snook 226
γ) Wagnerscher Hammerunterbrecher (Peitschentikker) 226
δ) Unterbrecher für tönenden Detektortikkerempfang (Tonsummer) der Lorenz A.-G. 227
ε) Betriebseigenschaften des Tikkers 228
b) Detektoren mit Tikkereffekt 228
α) Feste und bewegliche Detektoren mit Tikkereffekt 228
β) Rotierende Tikkerdetektoren von R. A. Fessenden und W. Austin . . 228
γ) Schleifer von Telefunken 229
I. Elektrometerdetektoren 229
a) Quadrantelektrometer und Multizellularvoltmeter für Meßzwecke von Blyth und Bjerkneß 229
b) Elektrometerdetektor von V. Karpen 230
c) Dynamometer von Hertz-Papalexi 230
d) Quecksilberkapillar-Elektrometer von Plecher 230
K. Schwebungsempfangseinrichtungen 231
a) Schwebungsempfang auf mechanischem Wege (Tonrad) 232
b) Schwebungsempfang mittels Gas- und Ventilröhren (Hochvakuumröhren). Sendereinrichtungen für ungedämpfte kontinuierliche Schwingungen geringer Intensität (Schwebungszusatzapparat) 232
α) Mögliche Energiequellen 232
β) Heterodynzusatzapparat von Fessenden 233
γ) Röhrenschwebungszusatzapparat von J. Berliner 234
5. Zubehörapparate für die Empfangsseite 235
A. Empfangsteilerkonstruktionen 235
a) Doppelempfangsanordnung mittels vibrierenden Kontakten von Telefunken 235
b) Mehrfachempfangsanordnung mittels der Wheatstoneschen Brückenschaltung. Empfangsteiler der Lorenz A.-G. 235
B. Telephone 237
a) Empfindlichkeit des Telephons, Einfluß der Funkenzahl. Kennzeichnende Gesichtspunkte für Telephone der drahtlosen Nachrichtenübermittlung 237
α) Empfindlichkeit des Fernhörers 237
β) Einfluß der Funkenzahl (Audionfrequenzen) auf die Empfindlichkeit 238
γ) Dämpfungsdekrement und Resonanzfähigkeit des Telephons 239
δ) Berücksichtigung der Eigenschwingungszahl der Membranen 239
ε) Physiologische Eigentümlichkeiten beim Abhören 239

Digitized by Google

Band II, Seite

b) Gesichtspunkte für die Konstruktion von Telephonen für drahtlose Nachrichtenübermittlung. Anforderungen und konstruktive Gesichtspunkte für die Haltevorrichtung 239
c) Elektromagnetisches Telephon von H. W. Sullivan 241
d) Eintöniger Resonanzfernhörer von G. Seibt 241
e) Elektrostatisches Telephon von O. Scheller (Lorenz A.-G.) 242
f) Monotelephon 243
C. Schreibempfänger und Fadengalvanometer 243
a) Notwendigkeit eines Schreibempfanges 243
b) Kohärer- und Morseschreibempfang 244
α) Klopfer 244
β) Relais 244
γ) Morseschreibapparat 245
c) Siphon recorder von Lodge-Muirhead: Hochfrequenz-Niederfrequenz-Röhrenverstärkerschreiber mit Siphonrekorder 246
d) Der Lichtschreiber der Lorenz A.-G. (Fadengalvanometer mit Optik und photographischer Fixiereinrichtung) 247
e) Fadengalvanometer für den Empfang auf Luftschiffen und Flugzeugen 249
f) Lautverstärkerdetektorschreibempfang von Telefunken 251
g) Phonoschnellschreiber von Telefunken 251
h) Verstärker-Morseschreiber von Telefunken 252
D. Lautverstärker 252
a) Mechanischer Mikrophonlautverstärker ohne Resonanzeinstellung von Christensen 253
b) Mechanische Mikrophonverstärker mit Resonanzprinzip 254
α) Verstärker von Telefunken 254
β) Brownsches Relais 254
γ) Kramer-Kappsches Relais 255
c) Röhrenlautverstärker 256
α) Röhrenkonstruktion und Charakteristik für Verstärkerzwecke . . . 256
β) Verschiedenartige Kopplungsmöglichkeiten der Röhren 257
γ) Niederfrequenzverstärkungsanordnung von L. de Forest mittels Audionröhren 257
δ) Hochfrequenzverstärkungsanordnung von Telefunken mittels Liebenröhre 259
ε) Lautverstärker der Lorenzwerke, Wien 259
Zweiröhrenverstärker 259
Dreiröhrenverstärker 259
Vierröhrenverstärker 261
ζ) Zweifachlautverstärker mit Doppelgitterelektrodenröhren von Siemens & Halske 262
η) Mehrfachverstärker mit Widerstandsspannungssteigerung von de Forest-Arnold 265
E. Unterbrecher 266
a) Allgemeine an Unterbrecher zu stellende Anforderungen 266
b) Elektromagnetsummer der Lorenz A.-G. 267
c) Summer mit nahezu geschlossenem Eisenweg von Seibt (1915) 267
d) Doppelpoliger Unterbrecher von Siemens & Halske A.-G. 268
e) Schleifsummer der Lorenzwerke, Wien 268
F. Zwischenhöreinrichtung mittels Relais von Telefunken 270
G. Anrufeinrichtungen 271
a) Anruf mittels Klopfers und Morseschreibers beim Kohärer. Schwierigkeiten des Anrufes bei neueren Detektoren 271
b) Anruf mittels Selenzelle v. Bronk (Lorenz A.-G.) 271
c) Anrufeinrichtung mittels Drehspulgalvanometers 272
d) Anrufapparat mit Galvanometer und Wippeneinrichtung (E. Nesper, Lorenz A.-G.) 272
e) Anrufvorrichtung für Röhrensender 273
f) Anruf mittels Lautverstärkers 273
6. Sendereinrichtungen 274
A. Allgemeine an den Sender zu stellende Anforderungen in elektrischer und betriebstechnischer Hinsicht 274
a) Möglichst geringe Leitungs- und sonstige Verluste. Sicherung gegen zu starke Erwärmung 274
b) Betriebsbereitschaft des Senders 275

Band II, Seite

c) Einwelligkeit des Senders 275
d) Möglichst geringe Dämpfung der Senderschwingungen 275
e) Wellenbereich des Senders 275
f) Gedrängter Zusammenbau des Senders 276
g) Unterveränderlichkeit der Konstruktionselemente 276
h) Gute Übersichtlichkeit des Zusammenbaues und bequeme Bedienbarkeit des Senders 276
i) Zusammenbau des Senders mit anderen Stationsteilen 277
B. Technische Ausführung von Sendern 277
a) Gekoppelter Funkensender älterer Anordnung von Telefunken 277
b) Gekoppelter Funkensender mit angeblasener Funkenstrecke von Moscicki (Eiffelturmstation) 277
c) Marinesender mit Löschfunkenstrecke der U. S. Navy 278
d) Flugzeugsender nach dem tönenden Funkensystem von Telefunken . . 279
e) Tönender Funkensender für 1 KW Leistung von Telefunken 280
f) Wechselstromvieltonsender für größere Leistung der Lorenz A.-G. . . . 281
g) Funkensender mit rotierender Funkenstrecke von Marconi 282
h) Lichtbogensender nach Poulsen von J. Berliner 283
i) Röhrensenderempfänger der Lorenzwerke, Wien 284
k) Hochfrequenzmaschinensender der Hochfrequenzmaschinen A.-G. . . . 285
6. Empfangseinrichtungen 286
A. An den Empfänger zu stellende Anforderungen in elektrischer und betriebstechnischer Hinsicht 286
a) Möglichst geringe elektrische Verluste im Empfänger 286
b) Einwelligkeit des Empfängers 286
c) Störungsfreiheit des Empfängers 287
d) Wellenbereich des Empfängers 287
e) Verwendung mehrerer voneinander verschiedener Detektoren usw. . . . 287
f) Gedrängter Aufbau des Empfängers 287
g) Unveränderlichkeit der Konstruktionselemente des Empfängers 288
h) Gute Übersichtlichkeit im Aufbau und bequeme Bedienbarkeit des Empfängers 288
i) Empfänger für besondere Zwecke 288
k) Zusammenbau des Empfängers mit anderen Apparaten (Sende-Empfangsschalter, Summerkreis, Verstärker, Empfangsteiler usw.) 288
B. Technische Ausführung von Empfängern 289
a) Empfänger für Hör- und Schreibempfang von Telefunken 289
b) Primär-Sekundärtikkerdetektorempfänger von J. Berliner (Type E. K. 3) 290
c) Detektorempfänger (E 5-Empfänger) von Telefunken. Alte und neue Ausführung 291
d) Tertiärkreisempfänger (multiple tuning apparatus) von Marconi 292
e) Gasröhrenempfänger von Marconi (J. A. Fleming) 293
f) Empfangstisch für Detektor- und Tikkerempfang für großen Wellenbereich von J. Berliner 294
g) Karrenempfänger für Detektorempfang der Lorenz A.-G. 295
h) Flugzeugempfänger für Detektorempfang der Société industrielle de télégraphie sans fil 296
i) Tragbarer Tornister-Primär-Sekundärkreisempfänger der Lorenz A.-G. . . 296
k) Kleinempfänger für Primär-Sekundärdetektorempfang von E. Mercadier und H. Magunna 297
l) Zusammengebauter Empfängerverstärker der Lorenzwerke, Wien . . . 297
m) Spulenempfänger von J. Berliner 299
n) Zeitsignalempfänger der Lorenz A.-G. 301
o) Kombination mehrerer Detektoren Detektor- und Tikkerunterbrecher-Kombination 302
8. Besondere Konstruktionselemente für Hochfrequenzapparate . . . 303
A. Sprühschutzmutter 303
B. Klemmleisten für Leitungsanschlüsse 304
C. Stöpselverbindungen 304
D. Federnder Stöpselkontakt 305
E. Schalter 305
a) Feder- und Messerschalter 305
b) Druckknopfkontakteinrichtung 306
c) Walzenschalter 307

Digitized by Google

Band II. Seite

F. Lager mit Labyrinthdichtung für Drehplattenkondensatoren (Feststellvorrichtung) 307
G. Sockel für Röhren 308
9. Massenfabrikation von Radiokleinstationen 308
A. Eigentliche Massenfabrikation, eine Folgeerscheinung des Weltkrieges. Konstruktionsmaterialien für drahtlose Apparate 308
B. Stanzen und Beispiele von gestanzten Teilen, Biegen, Prägen und Lochen 310
C. Fräsen und Drehen sowie Beispiele von gedrehten und gefrästen Teilen . . 313
D. Schablonenbohren und Muster nach Schablonen gebohrter Platten 316
E. Ausführungsbeispiele für das Schablonebiegen 317
10. Notwendigkeit der rationellen Fabrikation und der Normalisierung 319

Kapitel VII. **Stationen der drahtlosen Telegraphie.**

1. Angaben über Reichweite und Sicherheitsfaktor von Stationen . . 320
2. Feste Stationen 320
A. Stationen für kleine und mittlere Reichweiten 320
a) Ältere Station mit gekoppeltem Funkensender und stark strahlender Antenne in Scheveningen von Telefunken 320
B. Großstationen 323
a) Großstation in Arlington mit rotierendem Funkenstreckensender . . . 323
b) Großstation nach dem tönenden Funkensystem in Funabashi von Telefunken 327
C. Versuchsstation 335
a) Zweck und Notwendigkeit von Versuchsstationen 335
b) Versuchsstationen für industrielle, Forschungs- und Lehrzwecke 335
c) Aufgaben, welche die Versuchsstation erfüllen soll und Zusammenarbeiten mehrerer Versuchsanlagen 335
α) Untersuchung von Sende- und Empfangseinrichtungen etc. mit natürlicher Antenne 336
β) Bearbeitung von Aufgaben, welche mit alleinigen Laboratoriumsmitteln nicht in Angriff genommen werden können 336
γ) Zusammenarbeiten von Versuchsstationen zur Klärung von Strahlungsfragen, Überwachung der Atmosphäre etc. 337
d) Gesichtspunkte für den Bau von Versuchsstationen. Beschreibung einer idealen Versuchsstation 337
α) Auswahl des Stationsgeländes 337
β) Äußere Anordnung der Versuchsstation 338
γ) Inneres der Stationsräumlichkeiten 338
Trakt I: Lager und Werkstattsräumlichkeiten 338
Trakt II: Sende- und Empfangsräumlichkeiten 340
Trakt III und IV: Wohnräume 346
δ) Mast- und Antennenanordnungen 347
ε) Erdungs- und Gegengewichtsanordnung 347
ζ) Kleine (Neben-)Versuchsstation 348
η) Versuchswagen 348
ϑ) Versuchsstationsherstellungs- und Betriebskostenrechnung 349
3. Schiffsstationen 352
A. Kennzeichnung der Schwierigkeiten bei Schiffsstationen im allgemeinen und der Kriegsschiffsstationen im besonderen. Antennenverhältnisse und besondere Anforderungen an Bordstationen 352
B. Kriegsschiffsstationen 353
a) Ältere Kriegsschiffsstation mit gekoppeltem Funkensender von Telefunken 353
b) Schiffsstation mit tönendem Funkensender Lorenz A.-G. 354
C. Handelsschiffsstationen 358
a) Alte Funkenstation mit seltenen Funkenentladungen und Kohärerempfänger von Slaby-Arco (A. E. G.) 358
b) Schiffsstationen mit tönendem Funkensender von Telefunken 359
4. Fahrbare und tragbare Stationen 363
A. Allgemeine Gesichtspunkte 363
B. Fahrbare Stationen 364
a) Fahrbare Militärstation nach dem Vieltonsystem der Lorenz A.-G. . . 364
b) Sende- und Empfangsapparatur einer fahrbaren Poulsenstation von J. Berliner 368

Band II, Seite

C. Tragbare Stationen 368
a) Mittels Tragtieren transportable Stationen 368
α) Tragbare Feldstation der Marconigesellschaft 368
b) Durch Menschen tragbare Stationen 369
α) Tragbare Zweilastkleinstation der Lorenz A.-G. 370
β) Kleinradiostation von J. Berliner 371
5. Luftschiff- und Flugzeugstationen 377
A. Allgemeine Gesichtspunkte. Geringstes Gewicht und kleinster Raumbedarf. Zündungs- und Explosionsgefahr bei Luftschiffstationen. Antennenverhältnisse. Verkehrsmöglichkeiten für Flugzeugstationen 377
B. Flugzeugstation mit rotierender Funkenstrecke von Rouzet 379
C. Kombinierter tönender Funkensender mit Röhrenempfängerverstärker der Lorenzwerke, Wien 380
D. Röhrenflugzeugsende- und Empfangsstation der Huth-Gesellschaft für Funkentelegraphie 384
6. Für verschiedene Zwecke benutzbare Stationen 387
A. Röhrengerät für ungedämpftes Senden, Schwebungsempfang, Suchen und drahtlose Telephonie, Type M der Lorenz A.-G. 387
B. Röhrengerät für Primärsenden und Empfang mit Wellenmeßeinrichtung von Marconi 392

Kapitel VIII. **Drahtlose Stationen für besondere Zwecke, insbesondere für den Eisenbahnverkehr.**

1. Allgemeine Betrachtungen 394
2. Induktionstelegraphie und schnelle elektrische Schwingungen im Eisenbahnverkehr 394
A. Signalankündigung und Zeichenübermittlung auf fahrende Züge, Wagen etc. mittels Induktionstelegraphie 395
a) Induktionsanordnung von W. W. Smith 395
b) Morsetelegraphieanordnung von F. L. Phelps 396
c) Telegraphenanordnung von Edison und Gilliland 397
B. Drahtlose Nachrichtenübermittlung auf fahrende Züge mittels hochfrequenter Schwingungen 398
a) Drahtlose Telegraphie nach einem fahrenden Eisenbahnzug mittels Funkenschwingungen von Siemens & Halske A.-G. und Telefunken 398
b) Signalankündigung nach einem Eisenbahnwagen oder der Lokomotive mittels kontinuierlicher Lichtbogenschwingungen von Lorenz A.-G. . . 404
c) Übermittlung drahtloser Zeichen und Telegramme nach einem fahrenden Zug mittels Spulenempfänger-Verstärkers 407

Kapitel IX. **Drahtlose Telephonie.**

1. Wirkungsweise und allgemeine Anordnung der drahtlosen Telephonie 408
A. Vorgänge bei der Drahttelephonie 408
B. Einwirkung der Vokale und Konsonanten auf die Schwingungsform . . . 409
C. Vorgang bei der drahtlosen Telephonie 409
a) Noch wesentlicherer Einfluß der Vokale bei der drahtlosen Telephonie 409
b) Unterschiede im Mechanismus zwischen Drahttelephonie und drahtloser Telephonie 409
c) Einfachste Sende- und Empfangsanordnung für drahtlose Telephonie . 410
d) Schematische Darstellung des Schwingungsverlaufes vom Senden bis zum Empfang 412
2. Sende- und Empfangsschaltungen und Anordnungen für drahtlose Telephonie 413
A. Sender für drahtlose Telephonie 413
a) Gekoppelte Funkensender 414
b) Sender für Partialentladungen und häufige Funkenzahlen 414
c) Sender für Wiensche und ideale Stoßerregung (Vieltonsender) 414
d) Lichtbogensender (V. Poulsen) 414
α) Benutzung eines oder mehrerer Lichtbögen ohne Transversalfeld . . 415
β) Lichtbogengenerator mit transversalem Magnetfeld für größere Energien und induktive lose Kopplung 416
e) Röhrensender (A. W. Hull, R. A. Heising, R. A. Weagant) 416

Digitized by Google

Band II, Seite

f) Anordnungen für maschinell erzeugte Schwingungen 419
α) Allgemeine Gesichtspunkte 419
β) Transformatorschaltung von L. Kühn (Telefunken) 419
B. Empfänger für drahtlose Telephonie 421
C. Wechselverkehr und Gegensprechverkehr 422
3. Mikrophone und Mikrophonanordnungen für drahtlose Telephonie . 424
A. Anforderungen an das drahtlose Mikrophon 424
a) Energiebeanspruchung des Mikrophons 424
b) Amplitudenvariation und Wellenlängenvariation durch das Mikrophon 425
c) Einschaltung des Mikrophons 426
B. Mikrophonkonstruktionen und Anordnungen 427
a) Mikrophone für kleine Einzelleistungen 427
α) Körnermikrophon von J. Berliner 427
β) Mikrophon für Handbetrieb der Lorenz A.-G. 428
γ) Kombination mehrerer Kohle-Körner-Mikrophone für größere Energien 428
δ) Kondensatormikrophon 428
ε) Erschütterung von Mikrophonen zur Wiederempfindlichkeitsmachung 428
b) Mikrophone für größere Energien 428
α) Mikrophon mit gekühlter Körnerkammer von Siemens & Halske . . 429
β) Gekühltes Doppelmikrophon von Collins 429
γ) Flüssigkeitsstrahlmikrophon von Bell-Majorana 430
δ) Hydraulisches Mikrophon von F. J. Chambers 430
ε) Flammenbogenmikrophon von H. Wesselius 430
ζ) Wasserstoffmikrophon von E. Nesper und Egnér-Holmström 430
c) Mikropkonschaltungen für größere Energien. Mikrophon-Wechselstrom-Widerstandsschaltung der Lorenz A.-G. 432
C. Günstigstes Verhältnis des Mikrophonwiderstandes zum Antennenwiderstand (G. Seibt, P. O. Pedersen) 433
D. Schwierigkeiten der Flugzeugtelephonie und deren Behebung durch abgestimmte Mikrophone 434
4. Stationen und Ausführungen der Praxis 434
A. Telephoniestationen mit Lichtbogensender 434
a) Lichtbogensender mit Telephonieeinrichtung und Empfänger nach Poulsen 435
b) Sende- und Empfangstisch mit Lichtbogengenerator von Telefunken 437
c) Telephoniestation von L. de Forest 437
d) Weitere Telephonieeinrichtungen mit Lichtbogengenerator von Eisenstein, Colin und Jeance, Majorana und Collins 438
e) Demonstrationsapparat für drahtlose Telephonie von E. F. Huth . . . 438
B. Telephoniestation mit Röhrengenerator und Audionverstärkung 438
a) Röhrengerät Type L der Lorenz A.-G. 438
b) Röhrensende- und Empfangsanlage der American Telephone und Telegraph Co. (Arlington) 439
c) Röhrenstationen von de Forest 440
α) Sende-Empfänger für mittlere Reichweiten 440
β) Röhrentelephoniestation für Flugzeuge 440
C. Telephoniestation mittels maschinell erzeugter Schwingungen. Telephoniesendertisch mit Verdopplungstransformatoren von Telefunken 442
5. Resultate und Entwicklungsaussichten der drahtlosen Telephonie 442
A. Bisher erzielte Reichweiten 442
B. Entwicklungsaussichten, Vorteile und Nachteile der drahtlosen Telephonie 443
C. Kombination drahtloser Telephonie mit Drahttelephonie 444

Kapitel X. Über drahtlose Literatur und Patentschriften.

Besprechung einiger der wichtigsten drahtlosen Bücher 446
Register 450
Namenregister 511
Sachregister 518

Symbole.

E = Arbeitsleistung generell (z. B. $E = J^2 \cdot w$).

$\mathfrak{E}$ = Elektrische Feldstärke.

$\mathfrak{E}_{ho}$ = Amplitude der Feldstärke des vertikalen Antennenteils.

$\mathfrak{M}$ = Magnetische Feldstärke.

E_2 = EMK in der Empfangsantenne.

J = effektiver Wert der sinusartig mit der Zeit sich verändernden Stromstärke

$$= \frac{J_{max}}{\sqrt{2}} = \sqrt{M(J_t^2)} \backsimeq \frac{2}{\pi} \cdot J_{max}$$

(unter Zugrundelegung der Sinusfläche).

J_F = Anodenstrom (bei der Röhre).

J_G = Gitterstrom (bei der Röhre).

V = effektiver Wert der sinusartig mit der Zeit sich verändernden Spannung

$$= \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} = \sqrt{M(V_t^2)} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{max}$$

(unter Zugrundelegung der Sinusfläche.

V_F = Anodenspannung (bei der Röhre).

V_G = Gitterspannung (bei der Röhre).

V_L = Spannung an der Schwingungskreisselbstinduktion (bei der Röhre).

V_R = Gesamtspannung an der Röhre.

J_1 = J_a = effektiver Wert der Stromstärke in der Senderantenne.

a = Antennenformfaktor = $\frac{J_{mittel}}{J_{max}}$.

A = Energie im Empfänger (die aus dem Strahlungsfelde absorbierte, dem Empfänger zugeführte und in Wärme umgesetzte maximale Empfangsenergie).

J_2 = effektiver Wert der Stromstärke in der Empfangsantenne.

L = Selbstinduktionskoeffizient.

L_{12} = Koeffizient der gegenseitigen Induktion.

C = Kapazität.

C_s = Kapazität des geschlossenen Schwingungskreises.

C_a = Antennenkapazität (meist statisch gemessen).

M = Kopplungskoeffizient zwischen Antenne und Sekundärkreis.

M' = Kopplungskoeffizient zwischen Antenne und Sekundärkreis bei besonderem aperiodischen Detektorkreis.

k = Kopplungskoeffizient.

K = Kopplungsgrad (Kopplungsfaktor).

w = Ohmscher Widerstand.

w_{ges} = Gesamtwiderstand der Senderantenne.

w_{str} = Strahlungswiderstand der Senderantenne.

w_2 = Gesamtwiderstand der Empfangsantenne auf den Strombauch bezogen.

w_a = Strahlungswiderstand der Empfangsantenne.

w_{D_2} = Detektorwiderstand.

w_e = Antennenwiderstand auf den Strombauch bezogen.

w_n = Gesamtwiderstand des Empfängers ohne Detektor.

w_3 = Ohmscher Widerstand des Sekundärkreises.

$\mathfrak{d}$ = Dämpfungsdekrement.

$\mathfrak{d}_s$ = Strahlungsdekrement.

= Gesamtdämpfungsdekrement der Antenne.

$\mathfrak{d}_{a_1}$ = Dämpfungsdekrement der Senderantenne.

$\mathfrak{d}_{a_2}$ = Dämpfungsdekrement des Empfängers ohne Detektor.

$\mathfrak{d}_w$ = schädliche Dämpfung (Joulesche Wärme im Antennendraht + Joulesche Wärme in Abstimm- und Kopplungsmitteln + Verluste durch Induktion in Abspannseilen usw. + Verluste durch Sprühen und Isolationsfehler + Verluste in Erdleitungen).

$\mathfrak{a}$ = Abstimmschärfe.

$\mathfrak{v}$ = Verstimmung.

T = Zeit einer Periode (Periodendauer).

ν = Anzahl ganzer Perioden pro sek. = Schwingungszahl = Frequenz.

ω = Kreisfrequenz = $2\pi\nu = \frac{2\pi}{T}$ = Periodenzahl in 2π Sek.

λ = Wellenlänge = v. T

Digitized by Google

v = Lichtgeschwindigkeit (CGS-Einheiten).
m = Abstand zwischen Sender und Empfänger.
$2l$ = Länge des Hertzschen Oszillators.
$h_{tats.}$ = tatsächliche (geometrische) Antennenhöhe.
h_1 = h_{wirks} = wirksame Höhe der Senderantenne.
h_2 = wirksame Höhe der Empfangsantenne.
ε = Dielektrizitätskonstante.
σ = Leitvermögen des Erdbodens (CGS-Einheiten).
η = Wirkungsgrad.
$\cos\varphi$ = Leistungsfaktor.
z = Entladungszahl des (Funken-) Senders.
s = Sicherheitsfaktor, Sicherheitskoeffizient.
n = Umdrehungszahl in der Minute.

Frequenzen unter 100 Wechsel pro Sek. = Niederfrequenz.

Frequenzen bis zu ca. 10 000 Wechsel pro Sek. = Mittelfrequenz, Tonfrequenz oder Audionfrequenz genannt.

(Praktisch gebraucht wird bei Telephonempfang der Bereich von ca. 200 bis 1000 Schwingungen pro Sek.)

Frequenzen über 10 000 Wechsel pro Sek. = Hochfrequenz oder Radiofrequenz genannt.

(Praktisch gebraucht wird der Bereich von ca. 20 000 bis 1 000 000 Wechsel pro Sek.)

Grenze der akustischen Hörbarkeit bei ca. 20 000 Wechseln pro Sekunde.

Abkürzungen von Firmenbezeichnungen.

Marconi Wireless Telegraph Company, London = Marconi.
Gesellschaft für drahtlose Telegraphie, G. m. b. H., Berlin = Telefunken.
C. Lorenz Aktiengesellschaft, Berlin = Lorenz A.-G.
Telephonfabrik A. G. vorm. J. Berliner, Wien = J. Berliner.
National electric signaling company, New York = Fessenden.
Lorenzwerke G. m. b. H., Wien = Lorenzwerke Wien (inzwischen in Liquidation gegangen)

Bezeichnungen.

Galvanisches Element, Akkumulator, Batterie.

Gleichstrommaschine.

Wechselstrommaschine.

Hochfrequenzmaschine, Hochfrequenzquelle.

Regulierbarer (Schiebe-)Kontakt.

Steckkontakt.

(Ohmscher-) Widerstand.

Luftdrossel.

Eisendrossel.

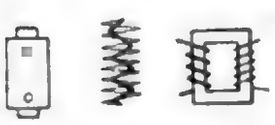
Tonspule.

Schalter.

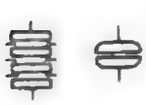
Doppelpoliger Schalter.

Taster

Tikker. Unterbrecher.


Induktor (Resonanzinduktor), Transformator, Hochfrequenztransformator.

Funkenstrecke für seltene Funkenentladungen.


Löschfunkenstrecke (Stoßfunkenstrecke).

Lichtbogengenerator.

Entladestrecke für ideale Stoßerregung.

Röhre mit Gitterelektrode (Röhre mit Gasionisation oder Elektronenemission) als Hochfrequenzgenerator, Verstärker oder Detektor.

Unveränderliche Selbstinduktionsspule.

Veränderliche Selbstinduktionsspule, Schiebespule, Variometer.

Kopplung.

Unveränderlicher Kondensator, Blockkondensator.

Veränderlicher Kondensator, Drehplattenkondensator.

Pendelkondensator.

Indikationsinstrument, Galvanometer, Amperemeter, Voltmeter.

Geißler-(Helium-, Neon- usw.) Röhre.

Kohärer.

Kristalldetektor (Thermodetektor).

Elektrolytische Zelle.

Thermoelement.

Mikrophon.

Telephon.

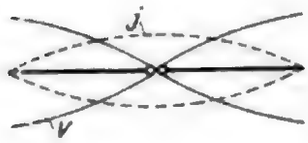
Digitized by Google

Geerdete Antenne.

Stark strahlende Antenne.

Gutleitende Erde.

Schlechtleitende Erde.

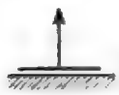


J = Strom, magnetische Feldintensität.
V = Spannung, elektrische Feldintensität.

Halbperiodige Schwingung.

R = Resonanzpunkt.

T = Schwingungsdauer.
λ = Wellenlänge.



Antenne mit Gegengewicht.

Schwach strahlende Antenne.

Wellenzugfrequenz. Wellenfrequenz (Periodenzahl). Wellenzuggruppenfrequenz.

Digitized by Google

Erstes Kapitel.

Einleitung.

1. Anwendungsgebiete der drahtlosen Telegraphie.

A. Verwendung der drahtlosen Telegraphie im Kriege bei der Landarmee.

a) Feuerprobe der drahtlosen Telegraphie im russisch-japanischen Kriege 1904.

Die drahtlose Telegraphie, hat im Russisch-Japanischen Kriege 1904 ihre Feuerprobe bestanden und sich schon damals militärisch außer vor Port Arthur insbesondere für den Zeitungsdienst der „Times" zwischen Wei-hai-wei und Chemulpo gut bewährt. Sie wurde ferner auch schon für Spionagezwecke benutzt, indem der russische Konsul auf dem Dach seines Hauses in Tschifu (China) einen drahtlosen Sender errichtete, welcher es ihm ermöglichte, trotz der vor Port Arthur liegenden japanischen Flotte und über diese hinweg wichtige Telegramme nach Port Arthur zu senden. Die Nachrichtenübermittlung ohne fortlaufenden Leitungsdraht hat in dem großen Völkerringen, das 1914 begonnen hat, in fast allen Fällen ihrer vielgestaltigen Anwendung sowohl bei den einzelnen Armeen als auch bei den Marinen vorzügliche Dienste geleistet und vielfach allein nur militärische Handlungen ermöglicht.

Von den zahlreichen Anwendungsgebieten der drahtlosen Nachrichtenübermittlung im Kriegsdienst seien kurz nur folgende erwähnt:

b) Im Bewegungskriege. Fahrbare Militärstationen.

Das Vorrücken der einzelnen Armeen und Armeegruppen erfolgte häufig mit einer derartigen Geschwindigkeit, und es wurden innerhalb 24 Stunden so große Entfernungen zurückgelegt (bis zu etwa 75 km), daß an ein Ausspannen von Telegraphendrähten oder Kabeln für die sofortige Verständigung mit den rückwärtigen Verbänden gar nicht gedacht werden konnte.

Durch fahrbare Feldstationen war in diesen Fällen dafür gesorgt, daß die betreffenden Heeresgruppen mit ihren Oberleitungen und untereinander in nahezu dauernder Verbindung blieben, da der Aufbau und das Abprotzen der Stationen in sehr kurzer Zeit infolge der vorzüglichen konstruktiven und betriebssicheren Durchbildung der Apparaturen erzielt werden konnten.

c) Bewegliche Signalstationen.

Aber auch beim Einnehmen einer Stellung ist die drahtlose Telegraphie der Draht- oder Kabeltelegraphie oder -Telephonie infolge des Umstandes wesentlich überlegen, daß die Kabelleitungen durch feindliche Flieger leicht festgestellt und infolgedessen durch Fliegerbomben oder von feindlicher Artillerie verhältnismäßig einfach zerstört werden können.

Dieser Umstand ist auch für die ausgebauten Feldstellungen noch von Wichtigkeit und hat selbst hier dazu geführt, drahtlose Nachrichtenübermittlungen in vielen Fällen der Erd- und Drahttelegraphie vorzuziehen.

Digitized by Google

d) Verringerung der Spionagegefahr durch Benutzung von drahtlosen Stationen.

Ein weiterer wesentlicher Punkt, insbesondere im besetzten Feindesland, bildet die große Spionagegefahr bei Drahtleitungen, welche, da die Hochfrequenztelephonie mit Draht bisher nicht genügend durchgebildet war, in vielen Fällen dazu geführt hat, überhaupt auf die Drahttelephonverständigung zu verzichten und nur noch chiffrierten Morsetelegraphiebetrieb anzuwenden. Ist doch bei den großen Entfernungen die Möglichkeit für den Spion ohne weiteres gegeben, an unbewachter Stelle sein mit zwei Leitungsdrähten versehenes Empfangstelephon einfach an die Telephondrähte anzulegen und die Nachrichten abzufangen, was nur durch verhältnismäßig komplizierte Abänderungen der gewöhnlichen Drahttelephonie einigermaßen sicher vermieden werden kann.

e) Sammlung versprengter Truppen und größerer Armeeverbände durch drahtlosen Nachrichtenaustausch.

Eine besondere Bedeutung hat die drahtlose Nachrichtenübermittlung im letzten Kriege auch in allen den Fällen erlangt, in welchen es sich darum handelte, daß eine versprengte Truppe oder sogar ein größerer Armeeverband sich mit andern, in nicht so gefährdeter Stellung befindlichen Truppenteilen in Verbindung setzen mußte. Ist es doch mehr als einmal vorgekommen, daß nur durch drahtlose Verständigung ein größerer Heeresverband, welcher nahezu vollkommen abgeschnitten war, eine Durchbruchsstelle finden konnte und auf diese Weise größere Opfer an Toten und Gefangenen vermieden wurden.

f) Gerichtete Störsender und Empfänger (Marconianordnung).

Auch Störstationen sind im Stellungskriege mit großem Vorteil verwendet worden. Es war auf langen Frontabschnitten in bestimmten Abständen voneinander je ein Störsender mit gerichteter Antenne und parallel zu dieser in einiger Distanz davon die gerichtete Empfangsantenne mit Empfänger aufgestellt. Sender und Empfänger waren durch eine Drahttelephonleitung verbunden (Marconianordnung). Durch die Störsender wurde der Feind mindestens in den in der Nähe befindlichen Abschnitten in seinem Verkehr vollkommen unterbunden, während der eigene Empfangsverkehr nicht in Mitleidenschaft gezogen wurde.

g) Verfolgungsmöglichkeit fliehender Truppen infolge ihres drahtlosen Nachrichtenaustausches.

Allerdings kann die Anwendung der drahtlosen Telegraphie auch Schaden bringen, insofern als der Nachrichtenaustausch der einzelnen Truppen und Armeeverbände vom Feinde abgehört werden kann. Es war in einigen Fällen hierdurch möglich, genau den Rückzug der feindlichen Heere festzustellen, an einigen Stellen ihm zuvorzukommen und größere Truppenverbände abzuschneiden und gefangen zu nehmen.

h) Verständigung mit eingeschlossenen Festungen durch F.T.-Verkehr.

Aber selbst in solchen Fällen, von welchen man früher nicht im entferntesten annehmen konnte, daß die drahtlose Telegraphie als Retterin in der Not erscheinen würde, hat sie sich als alleiniges oder fast einziges Verbindungsmittel glänzend bewährt.

Hier brauchen nur die oft Wochen und Monate vom Feinde eingeschlossenen Festungen erwähnt zu werden, welche, abgesehen von einem Nachrichten-

austausch durch Flieger nur mittels drahtloser Telegramme mit den eigenen Truppen oder dem Hinterlande in Verbindung blieben, da sämtliche Kabeltelegraphen- und Telephondrähte vom Feinde durchschnitten waren.

i) Verständigung der Mutterstaaten mit den Kolonien.

Im Zusammenhang hiermit werden u. a. die großen drahtlosen Stationen der Kolonien für alle Zeiten von größter Bedeutung sein, da die vollkommene Unzuverlässigkeit der Kabelverbindungen sich bereits in den ersten Tagen des Weltkrieges erwies. Von den wenigen deutschen Kabelverbindungen wurden bereits zwei am Abend des 4. August 1914, die anderen beiden am Morgen des 5. August von den Engländern zerschnitten. Die meisten anderen Kabellinien sind in englischem Besitz, und es ist eine tausendmal erwiesene Tatsache, daß im Kriege selbst einfache Handelstelegramme nach neutralen Staaten von feindlichen Staaten ungeheuerlich verzögert, unterschlagen bzw. sogar gefälscht worden sind. Nur dem Besitze seiner drahtlosen Stationen hatte es Deutschland zu verdanken, daß es sowohl nach seinen Kolonien als auch nach dem neutralen Ausland wahre Angaben über Kriegslage, innere Zustände usw. funken konnte.

Alle Koloniemächte werden durch die im großen Kriege gesammelten Erfahrungen gezwungen sein, in ihren Kolonien drahtlose Stationen größten Stils zu errichten, wobei allerdings als eine Komplikation des internationalen Verkehrs zu berücksichtigen ist, daß durch die erforderlichen Energien der Sendestationen die ausgestrahlten Schwingungen den übrigen Verkehr möglichst nicht stören dürfen. Aus diesem Grunde dürften hierbei wohl nur die die geringsten Störungen und die beste Abstimmung ergebenden kontinuierlichen oder ungedämpften Schwingungen inbetracht kommen (siehe unten I. S. 321 ff., insbesondere S. 429 ff.).

Bereits vor Ausbruch des Europäischen Krieges ist man sich auch in Deutschland, England und Frankreich über die Wichtigkeit der drahtlosen Verbindungen mittels Großstationen klar gewesen. Die hauptsächlichsten, bereits vor Ausbruch des Krieges in Betrieb gewesenen deutschen drahtlosen Verbindungen mittels Großstationen sind in Abb. 1 stark ausgezogen (siehe auch die Stationszusammenstellung auf S. 63). Die gleichfalls bei Kriegsausbruch oder kurz nachher eröffneten drahtlosen Verbindungen zwischen Deutschland und Nordamerika (Nauen-Sayville und Eilvese-Tuckerton) sind ebenfalls in Abb. 1 eingezeichnet.

Daneben sind noch die von England projektierten, bzw. bereits fertiggestellten drahtlosen Verbindungen schwach ausgezogen, und das von Frankreich vorgesehene Funkspruchnetz strichpunktiert ausgezogen in Abb. 1 eingezeichnet.

Die zur Ausführung gelangenden Großstationen werden voraussichtlich räumlich anders gruppiert werden, da sich aus militärischen Gründen die Anlage der Stationen direkt an der Küste, welche jedem Bombardement zum Opfer fallen können, nicht bewährt hat. Wahrscheinlich wird daher die Mehrzahl der neu anzulegenden Stationen weiter in das Innere des Landes hinein verlegt werden.

k) Nachrichtenaustausch mit dem neutralen Ausland.

Aber auch für den Nachrichtenverkehr mit dem neutralen Ausland ist die drahtlose Telegraphie im Weltkriege von größter Wichtigkeit geworden, und zwar aus dem bereits erwähnten Grunde, weil nahezu sämtliche Kabellinien in englischem Besitze sind und die übrigen Kabelverbindungen durch die kriegführenden Mächte in vielen Fällen zerstört wurden. Da ferner die internationale Presse zum größten Teil in englischem Solde stand, war es von größter Bedeutung, den Neutralen auf drahtlosem Wege ungefälschte Nachrichten zukommen zu lassen.

Digitized by Google

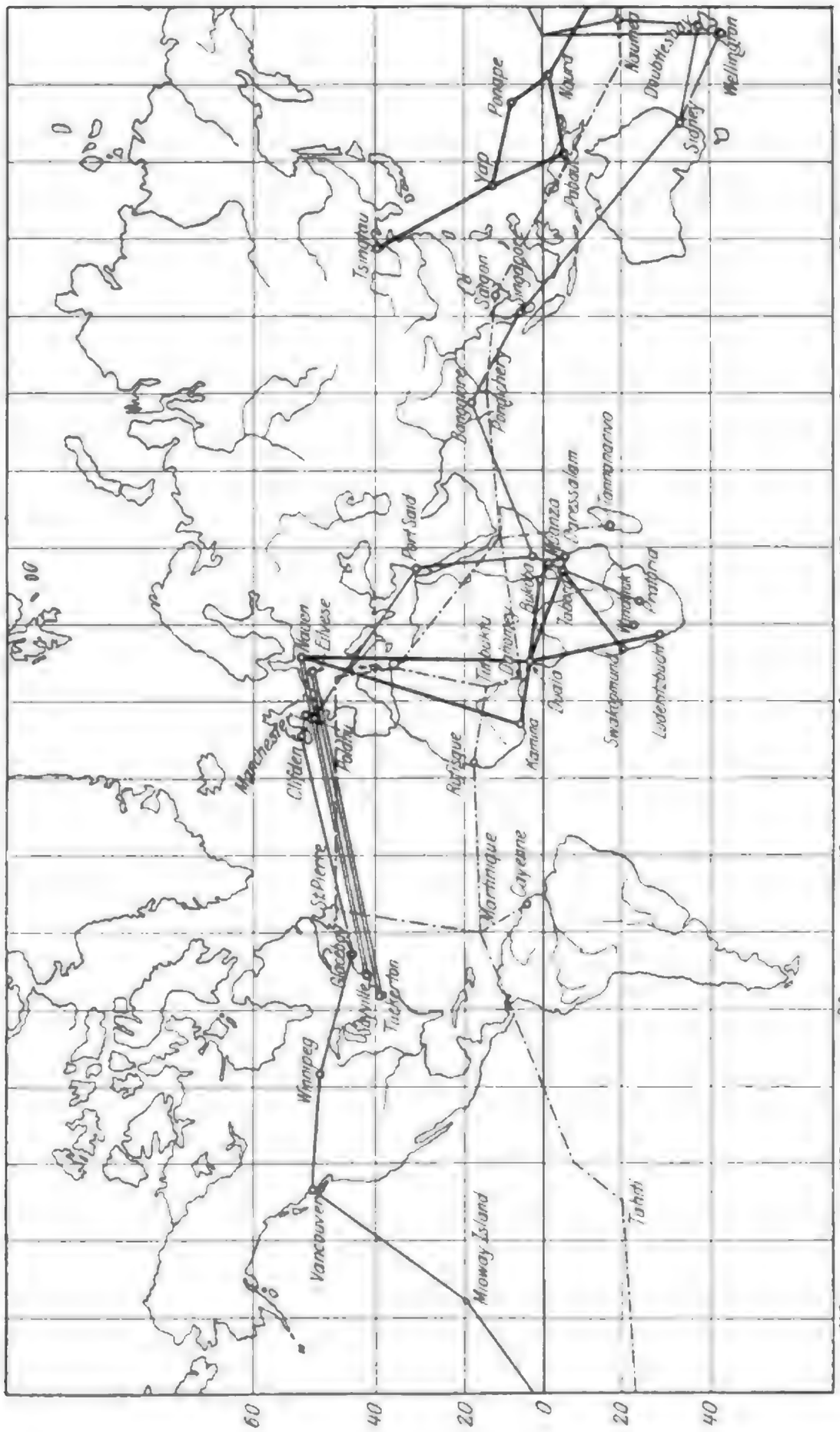


Abb. 1. Deutsche drahtlose Linien von 1914. Projektiertes bzw. fertiggestelltes englisches und französisches Weltfunknetz.

l) Drahtlose Propagandadepeschen im Kriege.

Schon gleich bei Kriegsausbruch zeigte sich, in welchem Maßstabe, namentlich von englischer Seite, die drahtlose Telegraphie herangezogen wurde, um einseitig gefärbte Nachrichten über die Mittelmächte, insbesondere an die neutralen Staaten abzugeben. Die an Bord von Schiffen vorhandenen Empfangsstationen standen in erster Linie für Aufnahmezwecke zur Verfügung, weiterhin wurden aber für diese Propagandazwecke auch feste und bewegliche Landstationen herangezogen. Die hierdurch insbesondere bei den Neutralen bewirkte Stimmungsmache war von vornherein eine außerordentlich große, um so mehr, als die Aufnahme und Verbreitung solcher Telegramme als patriotische Pflicht angesehen wurde.

Abgesehen davon dienten diese Depeschen den Schiffen direkt zu Sicherungszwecken, da sie durch die Kenntnis derartiger Nachrichten die für ihre Handlungen erforderlichen Konsequenzen ziehen konnten.

Neben den vorgenannten Anwendungsgebieten hat sich die F. T. im Kriege noch bei den verschiedenartigsten anderen Anlässen ausgezeichnet bewährt. Hier sei nur kurz noch auf die Feuerleitung bei der Artillerie hingewiesen, die vielfach durch Flugzeuge, die mit Artilleriestellungen in ständiger drahtloser Verbindung standen, erfolgte.

B. Benutzung der drahtlosen Telegraphie im Kriege bei der Marine.

a) Herbeifunkung von Dreadnoughts der Engländer für die Seeschlacht bei Santa Maria de Chile.

Daß sich die drahtlose Nachrichtenübermittlung im Kriege bei den einzelnen Marinen für sämtliche Arten von Fahrzeugen vorzüglich bewährt hat, bedarf wohl kaum einer besonderen Erwähnung. Von besonderem Interesse ist es, daß das südamerikanisch-britische Geschwader im Winter 1914 mittels drahtloser Telegramme eine derartige Verstärkung herbeirufen konnte, daß infolge der hierdurch geschaffenen gewaltigen Übermacht ein Teil der deutschen Schiffe bei Santa Maria de Chile vernichtet wurde.

b) Nachteile der niedrigen Masten und des bei Neubauten geringer werdenden Mastabstandes bei Kriegsfahrzeugen. Maßnahmen der U. S. Navy.

Nachteilig der drahtlosen Telegraphie ist die wohl bei allen Kriegsmarinen sich immer mehr bahnbrechende Tendenz, die Mastzahl bei den großen Fahrzeugen entweder auf einen zu reduzieren oder mindestens in ihrer Höhe zu vermindern und den Mastabstand zu verkleinern. Hierdurch sinkt selbstverständlich die Reichweite der drahtlosen Station selbst bei immer weitergehender Steigerung der Senderenergie, die aber infolge der stets ungünstiger werdenden Antennen nur bis zu einem gewissen Grade erzielbar ist.

Infolgedessen ist es verständlich, daß die amerikanische Marine für die Erzielung großer Reichweiten auf die Masten ihrer größeren Fahrzeuge noch besonders leicht montierbare und demontierbare Holzgestänge aufsetzt. Hierdurch war es bereits vor Eröffnung des Panamakanals möglich, daß sowohl die großen Schiffe der Flotte des großen Ozeans mit den Heimathäfen (Osten) in dauernder drahtloser Verbindung bleiben, und daß infolgedessen im Bedarfsfalle die Schiffe des stillen Ozeans nach dem Atlantic und umgekehrt dirigiert werden können. Dieses dürfte insbesondere auch für künftige Seekämpfe im Stillen Ozean trotz des nunmehr zur Verfügung stehenden Panamakanals von großer Bedeutung werden.

Digitized by Google

c) Verständigung von Torpedobooten, Tauchbooten usw. Anfrage und Warnung vor Minenfeldern.

Während es häufig möglich ist, den meist in größeren Verbänden fahrenden Linienschiffen, Kreuzern usw. noch auf andere Weise Nachrichten zukommen zu lassen, ist dieses bei den meist allein und in größerer Entfernung vom Heimathafen fahrenden oder stationierten Torpedobooten, Tauchbooten, Fischdampfern usw. nicht angängig. Diese sind vielmehr insbesondere bei größerer Fahrt fast nur auf drahtlose Telegraphie angewiesen. Hier dient alsdann der drahtlose Verkehr zu besonders wichtigen Anfragen und Feststellungen, z. B. über feindliche Streitkräfte, Anfragen und Warnung vor Minenfeldern usw.

Auch bei Torpedierungen hat sich die drahtlose Telegraphie als wichtiges Hilfsmittel erwiesen, da vor dem Sinken des torpedierten Schiffes oder Bootes das drahtlose Telegramm meist das einzige Lebenszeichen ist, welches nach der Heimat noch abgegeben werden kann.

d) Verkehr mit Luftkreuzern, Flugzeugen usw.

Auch hierfür kommt die drahtlose Telegraphie fast als alleiniges Nachrichtenmittel inbetracht.

Die Tätigkeit der drahtlosen Stationen ist hierbei eine doppelte. Erstens dienen die Luftkreuzer und Flugzeuge als wichtige Beobachter, welche die gemachten Feststellungen drathlos nach den Heimatsstationen weitergeben. Eine besondere Abart bilden hierbei die Fliegerstationen, welche zur Direktion des Feuers auf feindliche Stellungen verwendet werden.

An zweiter Stelle dient aber die drahtlose Telegraphie als Steuer- und Sicherungsmittel für die Luftkreuzer und Flugzeuge selbst.

Die Anpeilung eines bestimmten Ortes und die Stellung, in welcher sich die Fahrzeuge befinden, ist insbesondere beim Überfliegen von Feindesland, woselbst die Richtfeuer beim Herannahen der Luftkreuzer oder Flugzeuge gelöscht werden, auf anderem als drahtlosem Wege kaum möglich. Über atmosphärische und sonstige Verhältnisse gibt der drahtlose Nachrichtenaustausch neben dem sonstigen Verständigungsverkehr die wichtigsten Aufschlüsse.

e) Vermehrung der drahtlosen Stationen infolge des Weltkrieges.

Eine Wirkung des Weltkrieges besteht infolgedessen in der selbstverständlich außerordentlichen Vermehrung der drahtlosen Stationen. Obwohl man militärischerseits bei einem kommenden Kriege bereits mit einer großen Anzahl von Stationen gerechnet hatte, hat die Erfahrung doch gezeigt, daß die im Weltkrieg benötigte Anzahl rund 100 mal so groß sein mußte, als bei vorsichtiger Vorveranschlagung eingesetzt worden war.

C. Resultate der drahtlosen Stationen und Apparate. Mangelnde Anerkennung der geleisteten Ingenieurtätigkeit.

Bei allen vorgenannten Anwendungsgebieten hat sich die drahtlose Telegraphie im großen Kriege ausgezeichnet bewährt. Sie reiht sich in jeder Beziehung in hervorragendster Weise den anderen Werken der für den Kriegsbedarf tätigen Ingenieurkunst und Industrien an. In besonderem Maße gilt dieses für die von deutscher Seite auf den Kriegsschauplätzen tätigen, von der deutschen Industrie geschaffenen drahtlosen Stationen und Apparate, auf welche im einzelnen einzugehen hier nicht möglich ist.

Wenn hierbei die staatliche Anerkennung nicht im richtigen Verhältnis zu den Leistungen deutscher Ingenieurtätigkeit gestanden hat, so mag dies

Digitized by Google

mit daran liegen, daß in Deutschland die Errungenschaften des Naturwissenschaftlers schlechthin, insbesondere aber des Technikers von der früheren Regierung nicht die richtige Bewertung und Einschätzung erfuhr. Auf diesen Umstand, auf den trotz der strengen Zensurvorschriften schon frühzeitig C. Matschoß in einer Arbeit: „Die Ingenieure und der Krieg" (Berl. Tagbl. vom 29. 8. 1915) hingewiesen hat, zurückzukommen, erscheint deshalb wichtig, weil dieser Mangel an offizieller Anerkennung bisher durch ein nicht zu gering zu veranschlagendes Quantum an Idealismus, welcher gerade von anderer Seite in Erbpacht genommen zu sein scheint, ausbalanziert worden ist.

D. Anwendungsgebiete der drahtlosen Telegraphie im Frieden.

Neben diesen den Kriegsbedürfnissen dienenden Gebieten der drahtlosen Nachrichtenübermittlung ist deren Tätigkeit im Frieden kaum minder hoch zu veranschlagen, insbesondere nachdem es neuerdings durch hochentwickelte Verstärker gelungen ist, ohne Hochantenne und mit nur einer wenige Windungen besitzenden Spule auch auf sehr große Entfernungen hin zu empfangen.

a) Drahtloser Nachrichten-(Telegramm-)Verkehr zwischen größeren und Großstationen eines Landes und für internationale Zwecke.

Als wichtigstes Mittel, den Gedankenaustausch zwischen den Völkern herbeizuführen, dient außer der Kabeltelegraphie die drahtlose Telegraphie, und zwar besitzt letztere vor ersterer noch den Vorteil, daß die von den drahtlosen Sendern ausgesandten Schwingungen von jedem, der einen geeigneten Empfänger besitzt, aufgefangen werden können, also im wahrsten Sinne für die breiteste Öffentlichkeit bestimmt sind, wohingegen die Kabeltelegraphie ihre Telegramme nur von einem bestimmten Aufgabeort nach einer bestimmten Empfangsstelle hin übermittelt. Es werden hierzu drahtlose Großstationen gebraucht, welche die Telegramme auszusenden haben.

Es sind einmal Stationen vorzusehen, welche den Verkehr zwischen den größeren und Großstationen eines Landes zu bewirken haben. Inbetracht hierfür kommt vorläufig nur der Morseverkehr, und notwendigerweise würden die Sender dieser Stationen nur mit Einrichtungen für die Erzeugung von ungedämpften Schwingungen ausgerüstet werden. Da die Entfernungen im allgemeinen nicht allzu erheblich sind, kommen entweder Röhrensender oder Lichtbogengeneratorsender in Frage. Immerhin werden, da mindestens für das Senden eine Hochantenne erforderlich ist, die in diesen Stationen zu investierenden Geldmittel nicht unerheblich sein, selbst wenn man für den Empfang Spulenantennen mit Lautverstärkern verwendet.

Ferner sind Großstationen für den internationalen Verkehr zu errichten. Die Zahl der in jedem Lande hierfür bereitzustellenden Anlagen ist eine erheblich geringere, da nur die Hauptverkehrszentren, bzw. die Sitze der Regierungen drahtlos zu verbinden wären. Die hierfür aufzuwendenden Mittel sind infolge der größeren Antennenbauten, kräftigeren Sender und den sonstigen Vervollkommnungen, mit denen zweckmäßig diese Stationen von vornherein auszurüsten wären, erheblich höhere als bei den drahtlosen Stationen für den nationalen Verkehr, da die betriebsicher zu bewältigenden Entfernungen größere sind.

Beide Arten von Stationen sind bisher nur in verschwindend geringer Anzahl und jedenfalls meist keineswegs den praktischen Verkehrsbedürfnissen entsprechend, gebaut worden. Man hat vielfach versucht, anstatt den Verkehr zu erleichtern, durch alle möglichen Mittel wie zu hohe Worttaxen, unbequeme Aufgabestellen usw. ihn zu erschweren. Es ist zu erwarten, daß auch in dieser

Beziehung eine gründliche Wandlung der bisherigen Anschauungen und Forderungen eintreten wird.

Noch auf einen anderen Punkt sei in diesem Zusammenhang hingewiesen.

Von Staatswegen sind bisher solche Stationen überhaupt wohl kaum oder nur selten errichtet worden. Man hat teils den erheblichen Baubetrag gescheut, wohl auch teils bei Stationen, die dem internationalen Verkehr dienen sollen, politische Verwicklungen, welche ihren Grund in der Geheimdiplomatie haben, gefürchtet und jede Initiative zur Errichtung solcher Stationen der Privatindustrie überlassen. Daß hierbei naturgemäß aus patentrechtlichen und sonstigen Rücksichten die betreffenden ausführenden Firmen Stationen hingestellt haben, welche nicht immer und in allen Punkten sämtlichen technischen Anforderungen Genüge leisten können, ist wohl selbstverständlich. Es wäre zweckmäßig, wenn künftighin die Projektierung, Bauüberwachung und Abnahme neuer Verkehrsstationen, welche von seiten der Staatsleitungen zu errichten wären, durch entsprechende, den Staatsleistungen untergeordnete Kommissionen, welche sich aus ersten Fachleuten zusammensetzen müßten, bestehen würden.

b) Drahtlose Verkehrsstationen als Konkurrenz und Ersatz für Draht- und Kabeltelegraphie.

Zur Entlastung der in den einzelnen Ländern vorhandenen Telegraphendraht- und Kabelnetzen sowie zur Verkehrsverbesserung und -verbilligung und schließlich auch um eventuelle Störungen durch Witterungseinflüsse, politische Unruhen usw. zu eliminieren, dürfte die drahtlose Nachrichtenübermittlung heute schon ein konkurrenzfähiges Mittel darstellen. Brauchbare Schnellgeber- und -empfangseinrichtungen, welche ähnlich wie bei der Drahttelegraphie bis zu 200 Silben und mehr zu senden bzw. aufzunehmen gestatten, sind jetzt bereits zur Verfügung, so daß dem Ausbau von nationalen und internationalen Verkehrsnetzen auf drahtlosem Gebiete ein prinzipielles Hindernis nicht mehr im Wege steht. Selbstverständlich müßten die für diese Zwecke bereit zu stellenden technischen Mittel den modernsten Anforderungen entsprechen, damit ein einwandfreies, betriebssicheres Arbeiten ermöglicht wird. Für das Senden kommen nur ungedämpfte Einrichtungen inbetracht. Die zur Ausstrahlung benutzten Antennen sollten scharf gerichtet sein, wobei die Einrichtungen so zu treffen wären, daß bei manchen Stationen die Strahlrichtung gedreht werden kann, während für den Empfang im wesentlichen Spulenempfänger — Verstärker mit Schwebungsempfang anzuwenden sein würden. Im übrigen wird sich durch eine Rationierung der Senderenergie eine Störung nicht gewünschter Stationen noch weiterhin vermeiden lassen, so daß durch ein nach derartigen Gesichtspunkten ausgebautes Netz den wichtigsten modernen Verkehrsanforderungen genüge geleistet wird.

Wenn auch zunächst nicht anzunehmen sein wird, daß derartige drahtlose Anlagen den vorhandenen Draht- und Kabellinien eine sehr energische Konkurrenz machen werden — beträgt doch der Telegrammverkehr einer mittelgroßen reichsdeutschen Stadt heute bereits etwa 170 000 Telegramme innerhalb 24 Stunden, welcher Verkehr sich durch den Siemensschen Schnelltelegraphen verhältnismäßig mühelos abwickeln läßt — so wird sich doch in absehbarer Zeit, da sich der Nachrichtenaustausch immer mehr und mehr steigert, das Ziel erreichen lassen, daß die drahtlose Nachrichtenübermittlung auch auf diesem Gebiete sich zu einem wirksamen Glied in der Kette des modernen Nachrichtenverkehrs entwickelt. Eine besondere Bedeutung wird aber in vorstehendem Zusammenhang den drahtlosen Stationen schon insofern und auch heute bereits zukommen, soweit es sich um Störungen irgendwelcher Art handelt. Insbesondere

bei politischen Unruhen, Streiks u. dgl., wo fast stets zuerst die Draht- und Kabellinien sabotiert werden, ist für die Regierung die drahtlose Nachrichtenübermittlung eine ausgezeichnete Hilfe, um sich mit den verschiedenen Stellen, nach denen Nachrichten abgegeben werden sollen, in laufende Verbindung zu setzen, sofern es gelingt, ein Bedienungspersonal zu gewinnen, welches mit den Drahttelegraphisten nicht mitstreikt.

c) Verkehrsdienst für Handelsschiffe.

Bei der Handelsmarine gewinnt die drahtlose Telegraphie täglich an Umfang und Bedeutung. Ein Bild hiervon gibt eine Übersichtskarte drahtloser Schiffsverbindungen gemäß Abb. 2, welche für die zwischen dem 5. und 12. Oktober 1909 zwischen Bremerhaven und New York zurückgelegte Hinfahrt und der zwischen dem 19. und 26. Oktober 1909 nach Bremerhaven stattgehabten Rückfahrt des Dampfers Kaiser Wilhelm der Große Gültigkeit hatte, der damals mit drahtlosen Apparaten nach Marconi ausgerüstet war. Aus diesem Übersichtsplan geht nicht nur hervor, in welchem Bereiche der Dampfer in drahtloser Verbindung mit festen Stationen sich jeweilig befand — die betreffenden festen Stationen sind links und rechts angeschrieben und durch wagerechte Linien gekennzeichnet — sondern es zeigt auch die auf der Fahrt befindlichen anderen Schiffe, die mit dem Marconisystem ausgerüstet waren. Für diese Schiffe gelten die dünn ausgezogenen, schrägen Linien, für den Dampfer Kaiser Wilhelm den Großen die beiden stark ausgezogenen Schräglinien. In den jeweiligen Schnittpunkten mit den wagerechten bzw. schrägen Linien ist drahtlose Verbindung vorhanden.

Welchen Umfang und welche Bedeutung der drahtlose Verkehrsdienst bereits vor dem Kriege hatte, geht aus folgendem hervor.

Die Zahl der drahtlosen Bordtelegramme von und nach deutschen Schiffsstationen eingerechnet Pressenachrichten, Börsenkurse, Wetternachrichten und Zeitsignale betrug 1913 bereits etwa 25 000 Stück. Hierbei ist gerechnet, daß nur etwa 500 Handelsschiffe mit Bordstationen versehen worden waren. Nun ist aber aus verschiedenen Gründen mit einer sehr erheblichen Steigerung der Bordstationen zu rechnen, so daß sich die Zahl der übermittelten Telegramme in absehbarer Zeit vervielfachen dürfte.

d) Sicherungsdienst für Schiffe, Nebel-, Eisberg- und Untiefenwarnung.

Abgesehen von dem Pressedienst nach großen und mittleren Dampfern, ist der Sicherungsdienst der Schiffe von allergrößter Bedeutung. Dadurch, daß die besonders kostbaren Riesendampfer und auch sonstige wertvolle Schiffe außer mit Hauptstationen noch mit drahtlosen Notsendern versehen werden, ist selbst bei bereits in großer Gefahr befindlichen Schiffen, bei denen auch der Starkstrom an Bord versagt, noch die Möglichkeit gegeben, Hilfe herbeizufunken. Das ist aus dem Grunde von Wichtigkeit, weil sich bei Schiffskollisionen usw. fast regelmäßig gezeigt hat, daß gleich bei Eintritt der Katastrophe die Maschinenanlage defekt wurde und infolgedessen der Betriebsstrom für den drahtlosen Sender nicht mehr zur Verfügung stand. Der auch hiervon völlig unabhängige Notsender erlaubt auch dann noch ein Aussenden von Nachrichten.

Besondere Bedeutung wird die Nebel-, Eisberg- und Untiefenwarnung durch drahtlose Telegraphie für den Schiffsverkehr gewinnen, insbesondere, nachdem es gelungen sein wird, die Stationen mit Richtungstelegraphie weiterhin zu vervollkommnen. Selbstverständlich kommt der drahtlose Sicherungsdienst auch für kleinere, weniger kostbare Schiffe inbetracht. Vor allem für Fischereifahrzeuge, bei denen während der Fahrt Wetternachrichten, Sturmwarnungen,

Zeitsignale, Vorkommen von Fischzügen usw. an Bord gegeben werden können. Hier kann sich, da für sie die Bedingungen besonders günstig sind, übrigens die

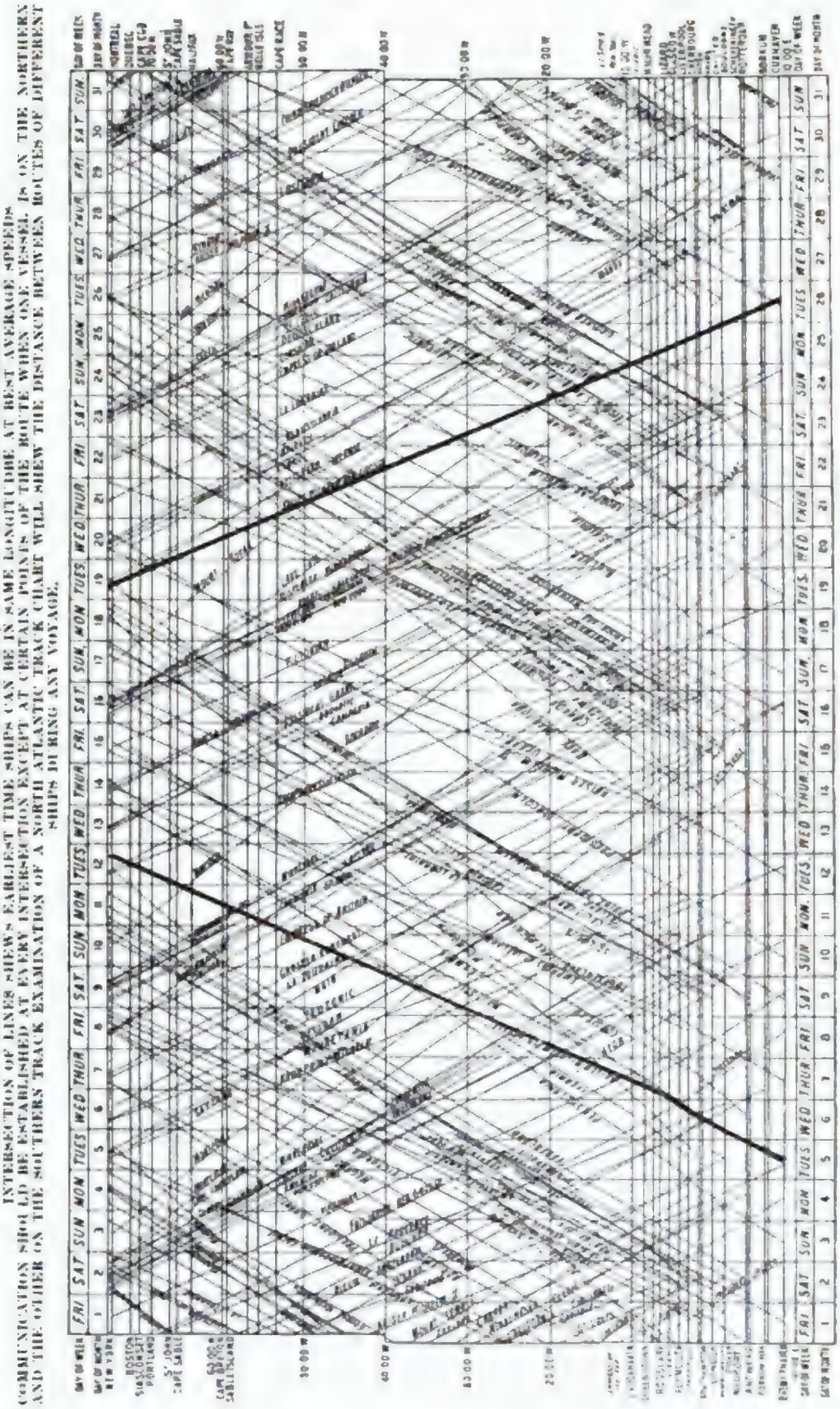


Abb. 2. Übersichtskarte drahtloser Schiffsverbindungen.

drahtlose Telephonie noch ein Feld erobern, wobei die Kenntnis des Morsealphabets fortfällt.

c) Drahtlose Nachrichtenübermittlung und Sicherungsdienst in der Flußschiffahrt.

Wenn auch bis jetzt die drahtlose Telegraphie in der Flußschiffahrt nur eine geringfügige Anwendung und Verbreitung gefunden hat, so dürfte ihr doch auf diesem Gebiete in der Zukunft wesentliche Chancen winken. Man kann (E. Winkler 1920) folgende Anwendungsgebiete für den Flußschiffdienst ins Auge fassen:

α) Navigation.

Hierfür kommt inbetracht, daß z. B. Meldungen über eingetretene Witterungsunbilden, Schiffahrtshindernisse, Wasserstandsverhältnisse usw. sowohl von festen Landstationen nach den Flußschiffen hin als auch zwischen den Flußschiffen untereinander erstattet werden können.

β) Sicherheit des Schiffbetriebes.

Abgesehen von den eben erwähnten Meldungen, welche bereits auch die Sicherheit des Schiffsbetriebes betreffen, kommt insbesondere bei Flußläufen der Umstand inbetracht, daß sich die mit drahtlosen Stationen versehenen Schiffe untereinander unterhalten können. Bezüglich Begegnung und Überholens bei engen und stark gekrümmten Fahrrinnen wird jedoch der F. T. wegen der Schwierigkeit herbeizurufender Hilfe kein allzugroßer Wert beizumessen sein, da immerhin der Abstand zwischen Schiffen und fester Station, welche Hilfe aussenden könnte, zu groß sein wird.

γ) Fahrbetriebs- und Frachtendienst.

Insbesondere bei Gegenden, in denen das Telephon- und Telegraphennetz schwach ausgebaut ist, hat durch drahtlose Nachrichtenübermittlung das Schiffahrtsunternehmen die Gewähr, sich mit den in Fahrt befindlichen Schiffen bei Vorhandensein drahtloser Anlagen verständigen zu können. Dieses trifft auch für das Schiff zu, welches infolge ungünstigen Wetters oder zu großer Entfernung von einer Landtelegraphen- oder Telephonstation sich bequem und rasch drahtlos mit der Leitung des Schiffahrtunternehmens in Verbindung setzen kann. Schließlich ist in diesem Zusammenhang noch zu erwähnen, daß auch Ankunftszeiten, insbesondere bei Verspätungen einwandsfrei drahtlos den Löschstellen mitgeteilt werden können, wodurch Verzögerungen und unnötige Kosten für eventuelle lange Wartezeiten der Löschmannschaften wenigstens teilweise vermieden werden können. Diese Möglichkeit wird um so höher zu bewerten sein, je größer die Frachtladung des betreffenden Schiffes ist, und je mehr es durch Bereitstellung von Umlademitteln darauf ankommt, die Verladezeit abzukürzen. Die ständige Steigerung aller Werte dürfte gerade diesen Punkt für eventuelle Vorsehung drahtloser Anlagen als besonders wichtig erscheinen lassen.

δ) Gesteigerter Komfort der Reisenden.

Neben den vorstehend erwähnten Gesichtspunkten, welche für die Einführung der drahtlosen Nachrichtenübermittlung im Flußschiffverkehr sprechen, könnte man aber noch weitere erwähnen, nicht zuletzt den, daß durch drahtlose Nachrichtenübermittlung an Bord eines Flußschiffes der Komfort der Reisenden erheblich gesteigert wird. Durch die Kriegsverhältnisse und den Ausgang der sog. Friedensverhandlungen ist namentlich in Mittel- und Osteuropa zunächst auch längs der Flußläufe eine solche Kleinstaaterei entstanden, daß schon hierdurch ein einigermaßen funktionierender Telegrammverkehr ausgeschlossen ist. Es entsteht also die beinahe kategorische Forderung nach einem drahtlosen Bordverkehr.

ε) Ausrüstung der Flußstädte mit festen drahtlosen Stationen und Ausbau eines entsprechend unterteilten Stationsnetzes.

Selbstverständlich wird sich der drahtlose Betrieb für Flußschiffe um so besser rentieren, je größer der Schiffsverkehr an und für sich bei dem entsprechenden Schiffsunternehmen und auf dem jeweilig betrachteten Fluß ist, und je schlechter durch politische Verhältnisse einerseits und durch zu wenige Landtelephon- und Telegraphenstationen andererseits die normalen Nachrichtenmittel sind. Um ein wirkungsvolles Arbeiten zu erzielen, ist es eben nicht nur notwendig, die Flußschiffe mit drahtlosen Stationen auszurüsten, sondern es müssen auch die Flußstädte und eventuell noch besondere Punkte zwischen diesen mit entsprechenden drahtlosen Stationen versehen werden. Das gute Funktionieren der gesamten Anlage wird von einer entsprechenden, wohldurchdachten Unterteilung des aufzubauenden drahtlosen Stationsnetzes und einer demgemäßen Stationsaufstellung abhängig sein.

f) Orientierung von Luftschiffen und Flugzeugen.

Die schon oben erwähnte Orientierung von Luftschiffen und Flugzeugen, insbesondere bei großen erreichten Höhenlagen und Nebel oder in Grenzgebieten, ist nur mittels drahtloser Nachrichtenübermittlung möglich. Wenn dies in der gegenwärtigen Entwicklungsperiode noch nicht in größerem Maße inbetracht kommt, so wird doch zukünftig, wenn sich ein mehr oder weniger großer Prozentsatz des Post- und Personenverkehrs durch die Luft abwickelt, die drahtlose Orientierung für Luftschiffe und Flugzeuge von größter Wichtigkeit werden.

Das Gleiche gilt selbstverständlich auch bezüglich des Nachrichtenaustausches vom Flugzeug bzw. Luftschiff nach der Erde und umgekehrt, sowie auch zwischen den einzelnen Flugzeugen oder Luftschiffen in der Luft, da diese als vollkommen losgelöst von der Erdoberfläche zu betrachten sind und weder Licht- noch andere Signaleinrichtungen ernstlich in Frage kommen.

g) Drahtloser Nachrichtenverkehr mit Inseln, vom Festland entfernten Leuchttürmen und Feuerschiffen.

Die Verbindung abgeschnittener Punkte, wie z. B. von Inseln, quer durch große unbewohnte Landstrecken usw., nach denen eine Kabelanlage aus irgendwelchen technischen oder finanziellen Gründen nicht möglich oder lohnend ist, von Leuchttürmen, Feuerschiffen, Lagerstellen von Expeditionen, z. B. in sehr hohen Breiten, Signalstationen oder Signalschiffen bietet ein weiteres wichtiges Anwendungsgebiet der drahtlosen Nachrichtenübermittlung.

h) Drahtlose Uhrenkontrolle (Zeitsignaldienst).

Zur Uhrenkontrolle sind die drahtlos abgegebenen Zeitsignale, welche von bestimmten Großstationen (Norddeich, Paris [Eiffelturm], Arlington usw.) gegeben werden, allen anderen Uhrvergleichsystemen schon dadurch überlegen, daß ein Verzögerungsfaktor zwischen Senden und Empfang nicht vorhanden ist, und daß die Empfangsstation im übrigen sehr einfach und billig herzustellen ist. Auf diese Weise wird es selbst an abgelegenen Orten in immer mehr zunehmendem Maße möglich sein, die genaue Uhrzeit festzustellen.

Wenn auch bisher von den für drahtlose Uhrenkontrolle speziell gebauten Empfangsstationen vor Kriegsausbruch nur wenig Gebrauch gemacht wurde, so ist doch anzunehmen, daß mit Rücksicht auf die immer weiter fortschreitende allgemeine Verkehrstechnik auf immer genauere Zeitbestimmung und Innehaltung Wert gelegt werden muß.

i) Übermittlung von meteorologischen Beobachtungen.

Dieselben erfolgen heute fast ausschließlich nur durch Drahttelegraphie, und zwar auf Grund eines so geringen Beobachtungsmateriales, daß der meteorologische Beobachtungsdienst kaum für Sportzwecke herangezogen werden kann. Mit Zunahme des Luftverkehrs wird sich eine immer weitergehende meteorologische Beobachtung und Übermittlung an die interessierten Stellen durchsetzen müssen. Für beide Zwecke ist die drahtlose Telegraphie wie geschaffen, da es sich häufig um abgelegene Orte handelt, an denen teils die Beobachtungen angestellt werden, teils wohin sie übermittelt werden müssen, und bei denen sich die Verlegung eines Kabels oder Telegraphendrahtes wegen der hohen Baukosten häufig nicht lohnen würde. Durch Schaffung einer größeren Anzahl von meteorologischen Stationen würde es möglich sein, nicht nur ein viel vollständigeres Bild der Witterungslage zu erhalten, sondern vielmehr auch die interessierenden Nachrichten rascher an die Interessenten gelangen zu lassen.

k) Drahtloser Pressedienst.

Vielleicht das wichtigste Betätigungsfeld, welches die drahtlose Nachrichtenübermittlung im Frieden besitzen wird, ist der drahtlose Pressedienst. Der Pressedienst kann nach verschiedenen Richtungen hin ausgebaut werden:

α) Pressedienstzirkularverkehr.

Unter dem Zirkularverkehr (E. Winkler, 1918) soll die Aufgabe des drahtlosen Pressetelegrammes in einer Senderstation und der Aufnahme dieses Telegrammes von einer beliebigen Anzahl von Empfangsstationen verstanden werden, welche direkt mit einer Zeitung in Verbindung stehen. Durch einen derartigen Pressedienst würde nicht nur der Drahtverkehr, welcher jetzt in der Hauptsache für den Zeitungsdienst in Anspruch genommen wird, hierfür in Fortfall kommen, sondern es könnten von der Zentralstation aus die Zirkulartelegramme, welche von den einzelnen Zeitungen alsdann subjektiv weiterverarbeitet werden können, mit ungleich größerer Ausführlichkeit gegeben werden, als dies bei dem jetzigen Gebrauch von Drahttelegrammen der Fall ist.

Weiterhin wäre hierdurch der Vorteil vorhanden, daß auch von der Zentralstation weitentlegene Zeitungen in derselben Ausführlichkeit wie die Blätter der Hauptstadt und im selben Zeitmoment wie diese ihre Nachrichten ihren Lesern bringen können. Die Abhängigkeit einer sogenannten Provinzpresse wäre alsdann nicht mehr vorhanden.

Sind an dem betreffenden Orte mehrere Zeitungen vorhanden, welche mit Nachrichten versehen werden sollen, so kann entweder jede dieser Zeitungen mit einer drahtlosen Empfangsanlage versehen werden, oder aber es können von einer Empfangsstation aus die Nachrichten aufgefangen und telephonisch oder durch Boten den anderen Zeitungen übermittelt werden.

β) Pressespezialverkehr.

Neben dem Zirkularverkehr könnte noch ein Spezialverkehr eingerichtet werden, welcher entweder geheime Nachrichten oder solche Nachrichten betrifft, die nur für besondere Zeitungen von Interesse sind wie beispielsweise parteipolitische, geographische Nachrichten oder dergleichen.

γ) Übermittlung von Börsennachrichten.

Auch die Börsennachrichten können nicht nur in viel reichlicherer und schnellerer Weise sämtlichen Blättern und Interessenten eines größeren Gebietes

Digitized by Google

übermittelt werden, sondern es ist auch möglich, öfter während des Börsenverkehrs Nachrichten und kurze Devisen usw., insbesondere bezüglich aktueller Umsätze und dergleichen den Interessenten mitzuteilen.

δ) Regierungsmitteilungen.

Auch Mitteilungen der Regierung können in rascherer und billigerer Weise einer größeren Anzahl von Einzelbehörden oder Zeitungen mitgeteilt werden, als dies jetzt durch Kabel, Draht oder Telephon möglich ist. Auch ist zu bedenken, daß die Sicherheit der Übertragung derartiger Regierungstelegramme in keiner Weise bei kriegerischen oder revolutionären Umtrieben gefährdet ist, da, wenn nicht gerade eine besondere Störstation, welche zu diesem Zweck erst aufgestellt werden müßte, die Empfangsstation stört, eine Sicherheit für die Nachrichtenübermittlung vom Sender nach dem Empfänger hin gegeben ist.

ε) Pressedienst für Schiffe.

Der Pressedienst für den Schiffsverkehr, und zwar hauptsächlich auf den transatlantischen Linien, ist wenigstens bei großen und mittleren Dampfern schon vor Ausbruch des Krieges vollkommen organisiert gewesen. Großstationen funkten die wichtigsten Tagesereignisse hinaus. Dieselben wurden vom Funkentelegraphisten an Bord des betreffenden Schiffes aufgenommen und meistens in Form einer kleinen Zeitung gesammelt, mit Beiwerk versehen und an die Passagiere verteilt.

ζ) Vorteile und Nachteile des drahtlosen Presseverkehrs.

Der Hauptvorteil beruht darin, daß die vorhandenen, im allgemeinen bereits sehr umfangreichen Draht- und Kabellinien durch den drahtlosen Verkehr außerordentlich stark entlastet werden. Ein weiterer Vorteil ist die Verkehrsverbilligung, da selbst, wenn man die Sendestation aus betriebstechnischen Gründen sehr reichlich bemißt und auch an Kosten für die Empfangsanlage nicht spart, bereits bei einer verhältnismäßig geringfügigen Anzahl von Empfangsstationen — unter mittleren Verhältnissen genügen bereits etwa 10 Empfangsstationen — sich die drahtlose Anlage vollkommen bezahlt macht und mindestens so billig arbeitet wie eine Drahttelegraphenanlage. Sobald jedoch, was ohne weiteres infolge der geringfügigen Schwierigkeiten anzunehmen ist, die Anzahl der Empfangsstationen (insbesondere Spulenempfänger) wesentlich vergrößert wird, ist die Verbilligung des Telegrammverkehrs auch sofort eine der Zahl entsprechende.

l) Notwendigkeit drahtloser Stationen für die Weltmachtstellung eines Landes.

Für die wirtschaftliche Entwicklung eines Landes zur Weltmachtstellung spielt das Vorhandensein und der Besitz eines eigenen unabhängigen Nachrichtennetzes mit anderen Staaten und den eigenen Kolonien eine ausschlaggebende Rolle (H. Bredow, 1919). Ein solches Nachrichtennetz kann aufgebaut sein auf Draht- und Kabellinien oder auf drahtlosen Stationen für mittlere und große Reichweiten oder auf beiden zusammen oder nebeneinander. Die leichte Zerstörbarkeit der Kabel im Kriegsfalle läßt den drahtlosen Stationen in dieser Beziehung ein gewisses Übergewicht, sofern die Stationen nicht selbst vom Feinde zerstört werden, zukommen, wenngleich mit bezug auf Geheimhaltung und Betriebssicherheit die ersteren wenigstens zur Zeit noch e heblich günstiger abschneiden. Weitere Erfordernisse, die das Nachrichtennetz zu erfüllen hat, sind Billigkeit und Möglichkeit eines Schnellverkehrs.

Digitized by Google

Mit Rücksicht auf die durch den Friedensvertrag (1919) Deutschland auferlegte Fortnahme der Kabellinien, obwohl diese sich in privatem Besitz befanden, bleibt Deutschland entweder nur übrig, neue Kabellinien zu schaffen, was aber bei der gesamten schwierigen Lage kaum möglich sein dürfte, oder aber sein drahtloses Nachrichtennetz für internationalen Verkehr auszubauen, wobei für den sicheren Verkehr allerdings nur diejenigen Stationen inbetracht kommen würden, welche über entsprechende Gegenstationen verfügen.

m) Anwendung der schnellen Schwingungen im Bergwerksbetrieb, in der Elektromedizin und dem Eisenbahnsicherungswesen.

Die Verwendung von drahtlosen Wellen und Hochfrequenzschwingungen im Bergwerksbetrieb und in der Elektromedizin (Thermopenetration) mögen nur nebenher Erwähnung finden, da sie mit dem eigentlichen Gebiete der drahtlosen Nachrichtenübermittlung nicht direkt etwas zu tun haben. Inbetracht kommt hingegen der Nachrichten- und Sicherungsverkehr nach fahrenden Eisenbahnzügen hin; ein Feld, welches sich die drahtlosen Hochfrequenzschwingungen noch erobern werden.

E. Bisher errichtete bzw. im Bau begriffene Großstationen.

Die bisher in den verschiedenen wichtigsten Staaten errichteten funkentelegraphischen Großstationen (siehe auch Abb. 1) verteilen sich im wesentlichen wie folgt (C. W. Kollatz):

In Deutschland wurde 1906 die erste Großstation in Nauen errichtet, welche nach verschiedenen Umbauten, insbesondere den Vergrößerungsarbeiten von 1918/1919 die wohl heute stärkste Großstation überhaupt darstellt (tönender Funkensender, Hochfrequenzmaschine mit ruhenden Transformatoren). Ferner ist in Deutschland eine zweite nicht ganz so kräftige Großstation in Eilvese (Hannover) ca. 1912 errichtet worden (Goldschmidtsche Hochfrequenzmaschine). Als dritte Station, welche den Hauptverkehrssendezwecken des Reichspostdienstes nachzukommen hat, ist die Station in Königswusterhausen zu erwähnen (Poulsensche Lichtbogensender, Kathodenröhrensender).

In England ist schon 1900 die erste funkentelegraphische Großstation in Poldhu errichtet worden (früher seltene Funken, später rotierende Funkenstrecke). Es folgte zeitlich die Errichtung der Großstation in Clifden (Irland) und Glacebay (Kanada) (rotierende Funkenstrecke), sowie die Stationen in Tralee (Irland) und in Carnarvon (welch letztere mit New Brunswick (Vereinigte Staaten) korrespondiert, (tönende Funken und Taktfunken [ungedämpfte Schwingungen]).

Außerdem ist der Ausbau eines großen funkentelegraphischen Netzes nach Osten und Westen von London vorgesehen. Auf der Ostlinie scheint die Station Aden in Betrieb genommen zu sein (siehe auch Abb. 1), während die weiteren Stationen in Colombo, Singapore (Ostindien) und Fremantle (Australien) sich noch im Ausbauzustand befinden. Hingegen dürfte die Station in Sidney (Australien) (Taktfunken [ungedämpfte Schwingungen]) fertiggestellt sein. Ferner sind in den britischen Kolonien noch zu erwähnen: die Stationen in Malta, Korfu und Alexandria im Mittelmeer und St. Jones (New Fundland).

In hervorragendem Maße sind in den Vereinigten Staaten von Nordamerika Großstationen angelegt worden. Unter diesen sind besonders folgende bemerkenswert:

Die schon erwähnte Station in New Brunswick, etwas weiter südlich Sayville (New York) (Telefunken Hochfrequenzmaschine), weiter südlich Tuckerton (Goldschmidtsche Hochfrequenzmaschine), ferner Arlington (Washington)

Digitized by Google

und Anapolis (beide mit Poulsen-Lichtbogen, San Diego (Kalifornien) (Poulsen-Lichtbogen), sowie in Newcastle (Massashusetts), Chatam (bei Boston), Key West (Florida), New Orleans (Louisiana), Bolinas (San Francisco) (Poulsen-Lichtbogen); ferner gehören hierzu die Großstationen in Darien (Panama), in Honolulu (Havai) (Poulsen-Lichtbogen), Cavite (Manila) und Tutuila (Samoa). Diese Stationen stehen zum Teil schon in ständiger Verbindung mit Guam (Mariannen) und Peking (China).

Die südamerikanischen Staaten bestreben sich gleichfalls in hervorragendem Maße, drahtlose Großstationen anzulegen. Im Betriebe befinden sich unter anderem die Großanlage in Cartagena (Kolumbien), in Manaos und Santa Catharina (Brasilien), in Buenos Aires (Argentinien) und in Curaçao. Im Bau befindlich bzw. in nächster Zeit in Angriff genommen werden die Großstationen Pelmar (Brasilien) und Veronica (Argentinien); letztere angeblich für eine Antennenenergie von 1100 KW.

In Frankreich benutzt die heute noch kräftigste Station den Eiffelturm als Antennenträger. Weitere Stationen, die sich bereits im Betriebe befinden oder demnächst in Betrieb genommen werden sollen, sind: Colomb Bechar (Fez), Timbuktu (Sudan), Bangui (Zentralafrika), Djibuti (Somaliküste), Pondichery, Saigon (Indochina), Martinique, Tahiti (Haiti), Avanui (Neuseeland).

Auch in Italien sind einige Großstationen errichtet worden, nämlich in Coltano (bei Pisa), in Rom und Spezia. Diese arbeiten u. a. auch mit der in Massaua (Erythrea) errichteten Großstation.

Rußland besitzt Großstationen in Petersburg und Moskau, welche zum Teil wohl jetzt mit der in japanischen Händen befindlichen Großstation in Wladiwostok korrespondieren. Als kleinere Stationen kommen Reval und Warschau inbetracht.

Die skandinavischen Länder, Schweden, Norwegen und Dänemark besitzen Großstationen in Bergen, in Stavanger (der Sender ist in Hullenhaug, der Empfänger in Jäderen) angeordnet und in Karlsborg; während weitere Stationen in Boden, Hernosand und Vaxholm errichtet werden sollen.

Spanien hat Großstationen errichtet in Barcelona, Aranjuez (Madrid) und Coruña, während weitere Großstationen in Sevilla, Cordova, Cadix und Huelva gebaut werden sollen.

China besitzt Großstationen in Peking und Hongkong.

Japan hat in Funabashi eine Großstation errichtet (tönende Funken).

Portugal besitzt auf den Azoren die Großstation Ponta Delgada.

Ferner sind noch folgende europäische Stationen erwähnenswert: Prag, Czepel (Budapest), Bukarest, Osmanié (Konstantinopel), Athen.

F. Interessentenkreis der drahtlosen Nachrichtenübermittlung und industrielle Betätigung in den meisten Ländern.

Der Kreis der Interessenten für drahtlose Telegraphie ist infolgedessen ein ständig sich erweiternder.

Die drahtlose Telegraphie ist daher seit mehreren Jahren ein nicht mehr ganz unwichtiges Gebiet der industriellen Betätigung in den einzelnen Ländern geworden.

a) Geheimhaltung und nationale Fabrikation.

Infolge des Umstandes, daß die drahtlosen Stationen fast ausschließlich nur für die Zwecke der Heeresverwaltungen und der Marinen inbetracht kamen, war häufig bei der Herstellung und dem Vertriebe dieses Nachrichtenmittels mit besonderen Geheimhaltungsbedingungen zu rechnen, welche sonst nur in den Industriezweigen üblich sind, welche lediglich für den Kriegsbedarf arbeiten.

Digitized by Google

Infolgedessen ist es klar, daß in den einzelnen Ländern, zum Teil mit Unterstützung der betreffenden Regierungen, nationale industrielle Gesellschaften zur Erzeugung von drahtlosen Stationen und Apparaten ins Leben gerufen wurden und teilweise mit staatlichen Mitteln subventioniert aufrecht erhalten werden.

b) Einfluß des Großkapitals.

Die in den drahtlosen Gesellschaften investierten Kapitalien spielen selbst gegenüber den Riesenziffern der elektrischen Großindustrien bereits eine gewisse Rolle. Im übrigen sind im allgemeinen die drahtlosen Firmen heute ebenso wie auch andere Zweige der Starkstromtechnik in den Händen des Großkapitals.

c) Spekulative Erscheinungen beim Aktienverkehr drahtloser Gesellschaften. Verstaatlichung, Sozialisierung, horizontale und vertikale Wirtschaft sowie Demokratisierung der drahtlosen Produktion und des drahtlosen Nachrichtenverkehrs.

Es ist zuzugeben, daß bei der drahtlosen Produktion das kapitalistische System vielfach ähnliche Mißstände gezeigt hat wie auf anderen Gebieten der Elektrotechnik. Hierzu gehört z. B. die bei Fusionen und sonstigen Transaktionen üblichen Spekulationserscheinungen, welche die Aufmerksamkeit in einer für das drahtlose Nachrichtenmittel wenig erfreulichen Weise auf sich gelenkt hat. Indessen handelt es sich hierbei nur um Ausnahmeerscheinungen, welche billigerweise nicht verallgemeinert werden dürfen.

Bei dem Gedanken der Verstaatlichung oder auch der Sozialisierung der drahtlosen Nachrichtenübermittlung muß man scharf unterscheiden zwischen der Produktion von drahtlosen Apparaten und Stationen, gegebenenfalls auch dem Bau derselben einerseits und andererseits der normalen betriebstechnischen Benutzung dieser Stationen.

Die Post- und Telegrapheneinrichtungen sind in den meisten Staaten bereits seit langer Zeit verstaatlicht. In den Fällen, in welchen der Betrieb auf drahtlosen Stationen verstaatlicht wurde, ist eine Schwierigkeit wohl kaum entstanden, da es sich um die Abwicklung eines normalen Nachrichtenverkehrs und die Bedienung eines nicht außergewöhnlichen Verkehrsinstrumentes handelt.

Ganz anders verhält es sich mit der Produktion von drahtlosen Apparaten, der Erbauung und Installation von drahtlosen Stationen und dergleichen. Hier haben die Ergebnisse gezeigt, daß nur durch den außerordentlich intensiven Wettbewerb, der durch das privatkapitalistische System gegeben war, wirkliche Fortschritte gezeitigt werden konnten. Würde man hier eine Verstaatlichung oder auch Sozialisierung eintreten lassen, so wäre der anspornende Fortschritt gehemmt, mindestens beeinträchtigt, da das stimulierende Moment in Fortfall kommt.

Aber auch die Sozialisierung dieses Industriegebietes erscheint aus anderen Gründen mindestens bedenklich, z. B. weil häufig ohne Gewinn längere Zeit hindurch kostspielige Versuchs- und Laboratoriumsarbeiten ausgeführt werden müssen, bevor, und auch alsdann nicht immer mit voller Sicherheit, eine rationelle Fabrikationstätigkeit einsetzen kann, weil Staatsbetriebe stets wesentlich unproduktiver arbeiten als Privatbetriebe usw.

Zusammenfassend kann man also sagen, daß eine Technik, welche sich noch derartig im Fluß befindet wie die drahtlose Telegraphie, zweckmäßigerweise nicht vergesellschaftet werden sollte, da sonst die den Fortschritt im wesentlichen belebende Initiative und der Mut zur Übernahme des Risikos bei neuen Erfindungen und auch größeren auszuführenden Anlagen unterdrückt werden würden.

Auch die Richtlinien der horizontalen oder vertikalen Wirtschaft sind, soweit sie nicht ohnehin schon Anwendung gefunden haben, für die drahtlose Industrie nicht von Interesse, da Umsatz und eventuell zu erzielende Ersparnisse im Verhältnis zu den sonstigen Ziffern viel zu gering sind.

Digitized by Google

Hingegen erscheint der Gedanke einer weitreichenden wirtschaftlichen Demokratisierung der Produktion drahtloser Güter ohne weiteres möglich und dürfte nur mit Vorteil für die Weiterentwicklung und Produktion verbunden sein.

d) Staatliche Überwachung drahtloser Versuchsanlagen. Technische Fachkommissionen.

Ein nicht zu unterschätzender Gesichtspunkt hinsichtlich der weiteren Entwicklung der drahtlosen Nachrichtenübermittlung stellt die Verwaltung und technische Oberleitung in den verschiedenen Ländern dar. Ihren Ausgang nehmend von den wissenschaftlichen Arbeiten einzelner Forscher an Universitäten und technischen Hochschulen hat die Entwicklung dazu gedrängt, daß, abgesehen von der Klärung theoretischer Probleme, die wesentlichsten Fortschritte von den industriellen Unternehmungen geleistet wurden, schon aus dem Grund, weil die meisten Neuerungen sich organisch aus Installationen und Aufgaben ergeben, und weil die inbetracht kommenden Versuche in Laboratorien und auf Versuchsstationen erhebliche finanzielle Mittel erfordern. Im übrigen haben in den meisten Ländern, mit Ausnahme von den Vereinigten Staaten von Nordamerika, wo eine absolute Freizügigkeit herrschte, die Postverwaltungen die drahtlose Nachrichtenübermittlung als unter ihr Regal fallend erklärt und die Ausführung aller solcher Versuche, die über den Rahmen eines Laboratoriums hinausgehen, also alle Senderversuche aber auch meist alle Empfangsversuche, wenigstens so lange man sich hierzu einer besonderen Hochantenne bedienen mußte, von ihrer Erlaubniserteilung abhängig gemacht.

Selbstverständlich soll zugegeben werden, daß es, um ein drahtloses Tohuwabohu zu verhüten, notwendig ist, daß eine Stelle über die Ausführung oder Nichtausführung derartiger Versuche entscheidet. Die Etablierung einer Unzahl von Stationen, welche nur zu spielerischen Zwecken dienen, erscheint keineswegs erstrebenswert. Um jedoch eine wirksame Förderung der Technik und Vertiefung der wissenschaftlichen Erkenntnis herbeizuführen, würde es zweckmäßig sein, wenn in allen inbetracht kommenden Ländern den Regierungsorganen, welche aus verwaltungstechnischen Gründen die erwähnte Entscheidung nach wie vor ausführen könnten, eine entsprechende technische Kommission beigeordnet würde, welche zweckmäßig aus einer Anzahl von wirklichen Fachleuten gebildet würde. Nur auf diese Weise werden sich Härten vermeiden lassen, und es wird andererseits eine Weiterentwicklung nicht unterbunden werden.

Es stellt noch eine besondere Frage dar, ob auch Empfangsanlagen anmeldungs- und genehmigungspflichtig sein sollen. Mit Rücksicht auf Spionage- und ähnliche Zwecke würde allerdings einer Anmeldepflicht das Wort zu reden sein. Da jedoch bei den hochentwickelten modernen Verstärkungsanordnungen eine fast beliebige Verstärkung bewirkt werden kann, braucht man für den Empfang keineswegs ein besonders auffallendes Antennengebilde, sondern es genügen schon räumlich recht begrenzte Spulenanordnungen, welche sogar gut auf den Raum eines Zimmers oder sogar eines Kastens beschränkt werden können. Mit einer derartigen Anordnung könnten naturgemäß Verbote über die Errichtung von Empfangsanlagen böswillig umgangen werden, und es wird bei der Ausarbeitung gesetzlicher Bestimmungen jedenfalls auf diesen Punkt besonders Rücksicht zu nehmen sein.

6. Gesetzlicher Zwang der Einführung von drahtlosen Stationen auf Schiffen und Luftfahrzeugen.

Bereits die Londoner Funkentelegraphenkonferenz von 1912 hat die Benutzung drahtloser Stationen als Sicherungsmittel gegen Seenot in breitem

Digitized by Google

Ausmaße ins Auge gefaßt. Aktuell ist die zwangsweise Einführung von drahtlosen Stationen auf Schiffen jedoch erst nach Untergang der Titanic geworden, wobei bekanntlich ein in der Nähe der untergehenden Titanic befindliches Schiff sämtliche Passagiere hätte retten können, wenn die drahtlose Nachrichtenübermittlung in Benutzung gekommen wäre. Es ist nach Untergang der Titanic (1912) vorgesehen worden, daß grundsätzlich alle Seeschiffe, welche 50 Personen oder mehr an Bord haben, mit einer drahtlosen Signaleinrichtung ausgerüstet sein müssen. Eine Ausnahme sollte unter Umständen nur bewirkt werden, wenn sich das betreffende Schiff nicht weiter als 150 Seemeilen von der nächsten Küste entfernt.

Die gesetzliche Zwangsmaßnahme zur Einführung drahtloser Stationen soll neuerdings noch verschärft werden, und es ist anzunehmen, daß diese Bestimmungen auch auf den Luftverkehr, der in absehbarer Zeit von erhöhter Wichtigkeit sein wird, ausgedehnt werden.

2. Mechanismus der drahtlosen Telegraphie.

Um in das Wesen der drahtlosen Nachrichtenübermittlung einzudringen, erscheint es zweckmäßig, zunächst einige hierfür erforderliche physikalische Grundlagen der Schwingungserscheinungen zum Gegenstand der Erörterung zu machen.

A. Physikalische Grundlagen der Schwingungserscheinungen.

a) Schwingungsvorgänge und Spektrum der elektromagnetischen Schwingungen.

Bei der Umwandlung der Energie von einer Modifikation in die andere, die unsere ganze Motorentechnik beherrscht, werden häufig Schwingungsvorgänge beobachtet. Unter Schwingungen werden Bewegungen verstanden, bei denen ein periodischer Wechsel der Bewegungsrichtung vorhanden ist. Manche dieser Schwingungsvorgänge, wie z. B. die elektrischen Schwingungen, können von uns nicht direkt wahrgenommen werden. Andere hingegen, wie z. B. die mechanischen oder akustischen, rufen auf unsere Sinnesorgane einen direkten Eindruck hervor.

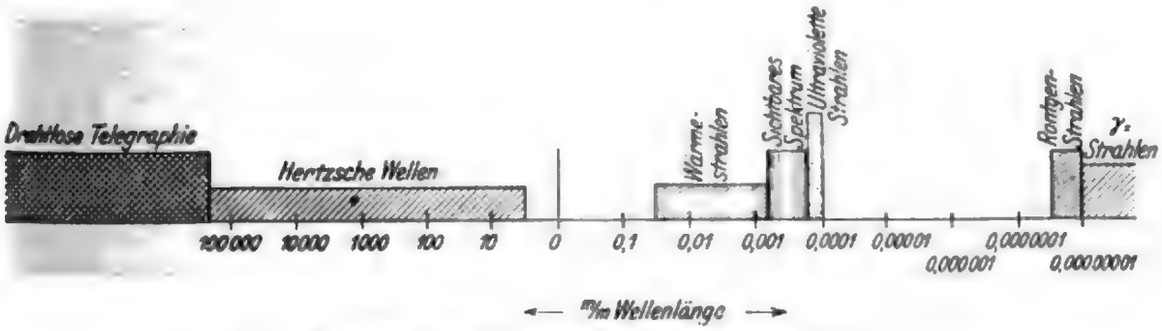


Abb. 3. Wellenlängenspektrum aller Schwingungen.

Betrachtet man das Gesamtgebiet der elektromagnetischen Schwingungen, so erhält man ein Wellenlängendiagramm, wie dies Abb. 3 darstellt. In der Mitte dieses Diagramms ist der Nullpunkt der Millimetereinteilung. Nach links hin, vom Nullpunkt aufgetragen, dehnt sich das Gebiet der elektrischen Schwingungen aus, und zwar von ca. 3 mm Wellenlänge an kennt man die Hertzschen Wellen, von etwa 300 m an die Wellen der drahtlosen Telegraphie, welche jetzt bis zu etwa 30000 m herauf benutzt werden. Noch weiter nach links würden die Audionfrequenzen (Mittelfrequenzen ca. 10000 Wechsel pro Sek. $\simeq$ 165000 m λ)

Digitized by Google

und noch weiter die Niederfrequenzen (ca. 100 Wechsel pro Sek. $\simeq$ 17 000 000 m λ) einzuzeichnen sein.

Rechts vom Nullpunkt kommt zuerst das Gebiet der Wärmestrahlen größerer Wellenlänge, und zwar fängt es an von 0,06 mm bis 0,0008 mm herab; sodann folgt der Bereich des sichtbaren Lichtstrahlenspektrums, und zwar von 0,0008 bis 0,0003 mm; nunmehr kommen die noch kürzeren ultravioletten Strahlen, deren Wellenlänge etwa zwischen 0,0003 und 0,0001 mm beträgt. Es erscheint nun eine größere Lücke, und alsdann ist es das Gebiet der Röntgenstrahlen, deren Wellenlänge zwischen 0,000 000 005 bis 0,000 000 001 mm liegt. Eine noch kleinere Wellenlänge als die Röntgenstrahlen besitzen die γ-Strahlen.

Aus dieser graphischen Darstellung ist ersichtlich, daß außer dem Zwischenraum zwischen den ultravioletten Strahlen und den Röntgenstrahlen nur noch der Bereich zwischen den kürzesten Hertzschen Wellen und den längsten Wärmestrahlen bisher unbekannt ist.

Lediglich von den Schwingungen links vom Nullpunkt des Spektrums in Abb. 3, besonders aber von dem Bereiche, welcher die langwelligen elektromagnetischen Schwingungen der drahtlosen Telegraphie darstellt, ist in nachfolgender Darstellung die Rede.

b) Pendelschwingungen.

Einer der einfachsten mechanischen Schwingungsvorgänge, die wir direkt mit dem Auge wahrnehmen können, ist die Pendelbewegung, bei der ein an einem Faden aufgehängtes Gewicht um eine Nullage, die der senkrechten auf den jeweiligen Punkt der Oberfläche entspricht, schwingt.

α) Gedämpfte Schwingungen.

Um diesen Schwingungsvorgang einzuleiten, ist es nur notwendig, das frei herabhängende Pendel aus seiner Ruhelage z. B. durch Anstoßen des Pendelgewichtes abzulenken; hierzu ist eine bestimmte Arbeitsleistung erforderlich, die auch gewisse Widerstände bei der schwingenden Bewegung, z. B. solche durch Luftreibung, Knickung des Fadens an der Einspannungsstelle usw. zu überwinden hat. Diese Widerstände, die sich der Bewegung des Pendels entgegensetzen, dämpfen die Pendelschwingungen derart, daß die Schwingungsausschläge des Pendels immer kleiner werden und das Pendel nach einer gewissen Zeit überhaupt nicht mehr schwingt, sondern in der Ruhelage verharrt. Diese Schwingungen nennt man „gedämpfte" oder „diskontinuierliche Schwingungen". Trägt man die Ausschläge des Pendels bei den Schwingungen als Funktion der Zeit auf, so erhält man eine Kurve, die in Abb. 4 wiedergegeben ist.

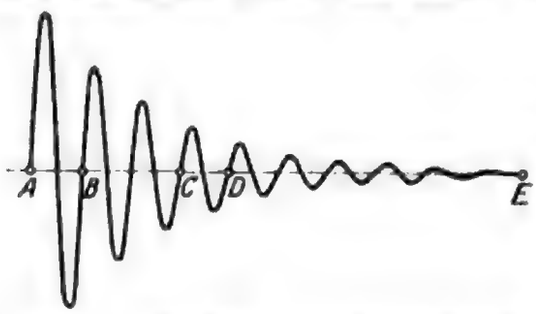


Abb. 4. Gedämpfte (diskontinuierliche) Schwingungen.

β) Ungedämpfte Schwingungen.

Diese Pendelschwingungen, die von Galiläi zuerst erkannt wurden, haben ihr wichtigstes Anwendungsgebiet in den Uhren gefunden. Jeder Regulator besitzt ein derartiges Pendel, das durch einen Federmechanismus in Schwingungen versetzt wird und hierdurch ein Rädergetriebe betätigt. Indessen weicht das in den Regulatoren verwendete Pendel inso-

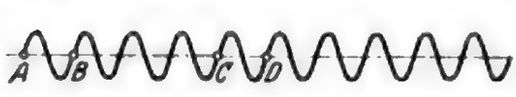


Abb. 5. Ungedämpfte kontinuierliche Schwingungen.

Digitized by Google

fern von dem oben erwähnten Pendel ab, als bei ersterem nicht das Pendel langsam ausschwingt und seine Bewegung gedämpft wird, sondern indem bei jeder Schwingung dem Pendel ein neuer Bewegungsimpuls, d. h. eine neue Arbeitsleistung zugeführt wird.

Die so erhaltenen Schwingungen sind in Abb. 5 dargestellt. Sie werden im Gegensatz zu den in Abb. 4 wiedergegebenen „ungedämpfte" oder „andauernde", bzw. „kontinuierliche" oder „nachgelieferte" Schwingungen genannt.

γ) Schwingungsdauer. Wellenlänge.

Für die Pendelschwingungen ist es aber nun nicht nur von Wichtigkeit, ob diese gedämpft oder ungedämpft sind, sondern es ist auch wesentlich, wie lange es dauert, bis eine Schwingung ausgeführt wird, d. h. innerhalb welcher Zeit das Pendel von einem gewissen Punkte seiner Bahn, also beispielsweise von der Ruhelage ausgehend, wieder an denselben Punkt, also zum zweiten Male in die Ruhelage zurückkehrt. Man nennt diese Zeit, die hierzu erforderlich ist, die Schwingungszeit oder Schwingungsdauer. In den Abb. 4 und 5 wird sie z. B. durch den Abstand der Punkte A und B oder C und D veranschaulicht. An Stelle dieser Punkte könnten selbstverständlich auch andere gewählt werden, sofern nur die Bedingung erfüllt ist, daß ein voller Ausschlag oder eine volle Schwingung stattfindet. Die so erzeugte Bewegung, mit Zeitverschiebung graphisch aufgetragen, stellt eine „Wellenlänge" dar, ein Begriff, der den Wasserwellen entnommen ist, und bei dem man unter Wellenlänge den Abstand zwischen zwei Wellenbergen oder zwei Wellentälern versteht. Der Abstand $A\ B$ oder $C\ D$ würde demnach eine Wellenlänge (λ) sein.

δ) Abstimmung (Resonanz).

Besitzen zwei Pendel die gleiche Länge zwischen Unterstützungs- und Schwingungsmittelpunkt, so ist es eine Erfahrungstatsache, daß diese Pendel auch die gleiche Schwingungsdauer (Wellenlänge) aufweisen. Man nennt diesen Fall der gleichen Schwingungsdauer die „Abstimmung" der beiden Pendel und sagt, beide Pendel sind miteinander in „Resonanz".

Dieser Grundsatz der Abstimmung oder Resonanz, der für die drahtlose Telegraphie von großer Wichtigkeit ist, kann auch noch durch ein anderes unserem Ohre bemerkbar zu machendes Beispiel dargestellt werden. Es werden hierzu Stimmgabeln in Verbindung mit Resonanzböden verwandt. Die Stimmgabel besteht bekanntlich aus einer einfachen oder doppelten Stahlzinke mit einem Fuße. Mit diesem wird die Gabel am Resonanzboden gehalten und durch Anschlagen der Zinke zum Tönen gebracht. Die Tonwirkung kommt dadurch zustande, daß die Zinken der Gabel hin- und herschwingen und dadurch die sie umgebende Luft in Schwingungen versetzen. Der von der Stimmgabel erzeugte Ton hängt außer anderen hier zu vernachlässigenden Größen im wesentlichen von der Länge (Maße) der Zinken der Gabel ab. Wird z. B. eine Stimmgabel die den „Ton a" beim Anschlagen erzeugt, benutzt, so weiß man, daß die Schwingungszahl der Stimmgabel 435 in der Sekunde beträgt, d. h. 435 Hin- und Herschwingungen werden von den Zinken der Stimmgabel ausgeführt und erzeugen hierdurch den Ton a.

Um nun die Abstimmung und Resonanz mittels der Stimmgabel besser zu zeigen, werden zwei auf die gleiche Schwingungszahl abgeglichene Stimmgabeln auf je einen Resonanzboden, d. h. auf einen Holzkasten, dessen Schwingungszahl gleich der der Stimmgabel gewählt ist, aufgesetzt. Besitzen beide Stimmgabeln nun die gleiche Schwingungszahl und sind beide nebeneinander aufgestellt, so wird beim Anschlagen der einen Stimmgabel die andere Stimmgabel

Digitized by Google

von selbst mittönen, da die von der ersten Stimmgabel erzeugten Schallschwingungen die zweite Stimmgabel maximal erschüttern. Beide Stimmgabeln sind hierbei in Resonanz. Wird jedoch die zweite Stimmgabel, die von selbst mitgetönt hatte, verstimmt, z. B. durch Aufsetzen eines kleinen Reiters, so wird sie, wenn jetzt die erste Stimmgabel in Schwingungen versetzt wird, nicht mehr oder nur in verschwindendem Maße mittönen, da sie nicht mehr auf die erstere abgestimmt ist.

c) Elektrische Schwingungen.

Ganz ähnlich wie diese mechanischen und akustischen Schwingungen verhalten sich die im folgenden näher zu betrachtenden elektrischen Schwingungen, nur daß diese unseren Sinnesorganen nicht direkt wahrnehmbar sind, sondern erst durch entsprechende Hilfsapparate wahrnehmbar gemacht werden müssen. Um das Wesen der elektrischen Schwingungen und insbesondere das der schnellen elektrischen Schwingungen, wie sie in der drahtlosen Telegraphie gebraucht werden, zu erklären, geht man am besten von einer, wenn auch heute etwas veralteten prinzipiellen Schaltung für gedämpfte Funkenschwingungen aus.

d) Prinzip des drahtlosen Funkensenders.

Diese Anordnung ist schematisch aus Abb. 6 ersichtlich. *a* bezeichnet eine Batterie von elektrischen Elementen, *b* ist ein Unterbrecher, beispielsweise ein Wagnerscher Hammer, wie er in gewöhnlichen Klingeln angebracht wird, *c d* ist ein sogenannter Induktionsapparat, der aus einer aus starkem Drahte gebildeten Spule *d*, die mit der Batterie und dem Unterbrecher verbunden ist, gebildet wird und einer isoliert von dieser über die erstere Spule gesteckten dünndrähtigen Spule *c* besteht. An die Wicklungsenden dieser letzteren Spule ist eine Funkenstrecke, bestehend aus zwei Metallkugeln *f*, angeschlossen. Außerdem ist mit diesen Funkenkugeln einmal die innere Belegung und das andere Mal die äußere Belegung einer Leydener Flasche *g* verbunden. Die innere Belegung ist aber nicht direkt mit der Funkenstrecke verbunden, sondern durch eine Kupferdrahtspule *h* hindurch. Von der Spule *h* aus ist die Luftleiter (Antenne) *i* abgezweigt, oder wie man sagt: „gekoppelt".

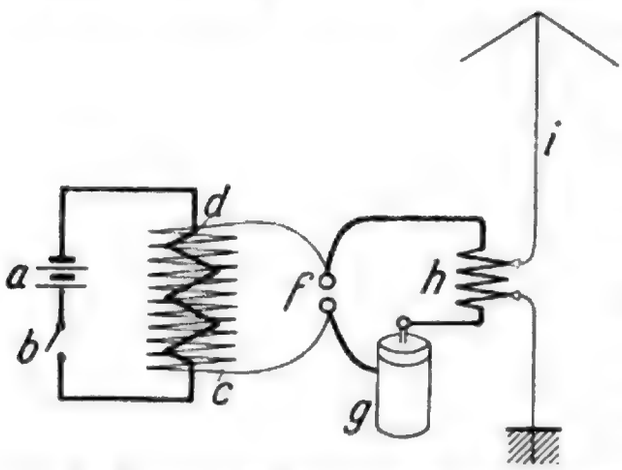


Abb. 6. Prinzipielles Schaltungsschema eines tönenden Funkensenders.

a) Schwingungsenergie.

Wenn jetzt der Unterbrecher *b* in Tätigkeit gesetzt wird, so werden durch die starkdrähtige Spule *d* hindurch Stromstöße der Batterie *a* geschickt, die in der dünndrähtigen Spule *c* Induktionsströme hervorrufen, die zwar nicht die gleiche Stromstärke wie in der starkdrähtigen Spule *d* aufweisen, jedoch infolge der sehr vielen Windungen dünnen Kupferdrahtes der Spule *c* eine hohe Spannungsdifferenz besitzen. Infolgedessen wird die Leydener Flasche *g* innen und außen aufgeladen, und zwar so lange, bis elektrisch die Flasche gefüllt ist. Ist dies der Fall, so sucht die in die Flasche hineingeladene Elektrizitätsmenge sich zu entladen, was dadurch erfolgt, daß in der Funkenstrecke *f* ein Funken übergeht.

Digitized by Google

Der Vorgang in der Leydener Flasche ist vergleichbar mit der mechanischen Spannung einer Spiralfeder. Die Ladung der Leydener Flasche entspricht dem Zusammendrücken der Feder, die Entladung der Flasche der Tendenz der Feder, sich wieder zu entspannen.

β) Kurze Schwingungsdauer.

Dadurch nun, daß in der Funkenstrecke *f* ein Funken übergeht, werden in dem aus der Funkenstrecke *f*, der Leydener Flasche *g* und der Drahtspule *h* gebildeten Kreise elektrische Schwingungen erzeugt, die ähnlich den Pendelschwingungen der Abbildung 4 sind, nur mit dem Unterschiede, daß diese in einer sehr kurzen Zeit vor sich gehen, und zwar betragen diese, wenn man annimmt — was bei den praktischen drahtlosen Stationen der früheren Zeiten, welche mit seltenen Funkenentladungen arbeiteten, meistens der Fall war —, daß etwa 100 Funken in der Sekunde übergehen und 20 Schwingungen jedesmal ausgeführt werden, für die Entladung *A E* etwa $\frac{1}{50000}$ Sekunde, während zwischen den einzelnen Entladungskomklexen ein Zeitraum von $\frac{499}{50000}$ Sekunde liegt. Der Abstand zwischen den Entladungskomplexen ist mithin etwa 500mal so groß wie der Abstand *A E* und somit die Zeit des Schwingungsüberganges selbst. Die von der Funkenstrecke erzeugte Schwingung klingt außerordentlich schnell an und ist mithin stark gedämpft.

Die Zahl der erzeugten Schwingungen ist im wesentlichen abhängig von der Größe der Leydener Flasche *g* (allgemein „Kondensator") und der Drahtspule *h* (allgemein „Selbstinduktion"). Werden beide in elektrischer Beziehung groß gemacht, so wird die Schwingungsdauer ebenfalls groß, und da oben gezeigt ist, in welcher Wechselwirkung Schwingungsdauer und Wellenlänge stehen, erkennt man, daß auch die Wellenlänge groß wird. Das Umgekehrte tritt ein bei Verkleinerung der Kapazität und Selbstinduktion des Kreises *f g h*.

γ) Luftleiter und Ausstrahlung. Drahtlose Telegramme nach dem Morsealphabet.

Die nun so in dem geschlossenen Schwingungskreise *f g h* erzeugten elektrischen Schwingungen werden entweder direkt durch Leitungsdrähte oder indirekt durch Induktion auf die „Antenne" *i* übertragen. Diese besteht im wesentlichen einerseits aus einem Drahtgebilde, welches in die Höhe geführt ist und sorgfältig von Erde isoliert ist, andererseits aus einer entsprechenden, in die Erde

Abb. 7. Schema der drahtlosen Nachrichtenübermittlung vom Sender bis zum Empfänger.

eingegrabenen Erdungsanlage oder einem der Antenne ähnlichen, gleichfalls von Erde isolierten „Gegengewicht".

Die auf diese Weise in das Luftleitergebilde übertragenen elektromagnetischen Schwingungen, welche mittels eines Morsetasters im Rhythmus der Punkte und Striche des Morsealphabetes erzeugt werden können, werden in eben diesem

Rhythmus von der Antenne gleichförmig nach allen Richtungen hin „ausgestrahlt".

Abb. 7 zeigt nochmals schematisch den die elektrischen Schwingungen erzeugenden Hochfrequenzkreis *f g h*, welcher der Einfachheit halber direkt in die Antenne *i* eingeschaltet ist.

Von dieser werden die Schwingungen, wie schon zum Ausdruck gebracht, nach allen Richtungen hin in Form von elektrischen Wellen gleichförmig oder fast gleichförmig ausgestrahlt.

δ) Empfangsluftleiter und Empfänger.

Ein leider nur verschwindend geringer Bruchteil dieser Schwingungen wird von der in entsprechender Entfernung aufgestellten „Empfangsantenne" *k* „aufgefangen".

ε) Detektor und Telephon.

In die Antenne eingeschaltet oder besser mit ihr verbunden, da die Schwingungen, wie schon zum Ausdruck gebracht, von unseren Sinnesorganen nicht wahrgenommen werden können, ist ein „Detektor" *l*, welcher die von der Antenne aufgefangenen schnellen Schwingungen in z. B. mittels eines Telephons *n* in hörbare Zeichen umwandelt. An Stelle des Telephons könnte man z. B. auch einen optischen Galvanometerempfang setzen und alsdann die Morsezeichen ablesen.

ζ) Abstimmung.

Die beste Wirkung im Empfänger wird ebenfalls wieder dann erzielt, wenn der Empfänger auf den Sender „abgestimmt" ist. Zu diesem Zwecke werden in die Empfangsantenne *k* Abstimmungselemente, wie Kondensatoren und Spulen, eingeschaltet, welche so lange variiert werden, bis die Wellenlänge des Senders erreicht und die größte Wirkung im Empfänger (lautestes Geräusch im Telephon) erzielt ist. Der Einfachheit halber sind diese Abstimmungselemente in Abb. 7 nicht eingezeichnet.

η) Energieumformung bei der drahtlosen Telegraphie.

Gegenüber anderen Gebieten der Technik besitzt die drahtlose Telegraphie die Eigentümlichkeit, daß die zur Übermittlung der Zeichen benutzte Energie eine mehrfache grundsätzliche Umformung verlangt.

Das Anschauungsbild gemäß Abb. 8 (M. Dieckmann, 1913) möge hiervon einen Begriff geben.

Im allgemeinen ist es zunächst erforderlich, sofern nicht ein elektrisches Leitungsnetz vorhanden ist, aus irgend einem Brennstoff mittels eines Motors *a* mechanische Energie zu erzeugen. Hierdurch wird eine Dynamomaschine *b* angetrieben, welche Gleichstrom, niederfrequenten oder mittelfrequenten Wechselstrom liefert. Durch diesen wird der hochfrequente Schwingungen erzeugende geschlossene Schwingungskreis *c* gespeist, wobei also die Schwingungszahl einige hunderttausend in der Sekunde beträgt. Mit dem Schwingungskreis ist das Luftleitergebilde *d* in irgend einer Weise gekoppelt, so daß die hochfrequenten Schwingungen auf das Luftleitergebilde übertragen werden. Die Charakteristik des Luftleitergebildes besteht darin, daß die hochfrequenten Schwingungen elektrische Kraftlinien hervorrufen, welche in Gestalt von elektrischen Wellen *e* vom Luftleitergebilde nach allen Richtungen hin ausgestrahlt werden und auch von dem auf die Senderschwingungen abgestimmten Empfangsantennengebilde *f* aufgefangen werden. Nunmehr beginnt eine Zurückverwandlung der Hochfrequenzenergie in langsame Schwingungen in ähnlicher

Form wie dies beim Sender in umgekehrter Reihenfolge in schnelle Schwingungen der Fall war.

Die von der Empfangsantenne aufgenommenen Wellen werden in einen Hochfrequenzstrom umgeformt, welcher den geschlossenen Schwingungskreis *g* und hierdurch den mit diesem verbundenen Detektor *h* erregt. Der Detektor

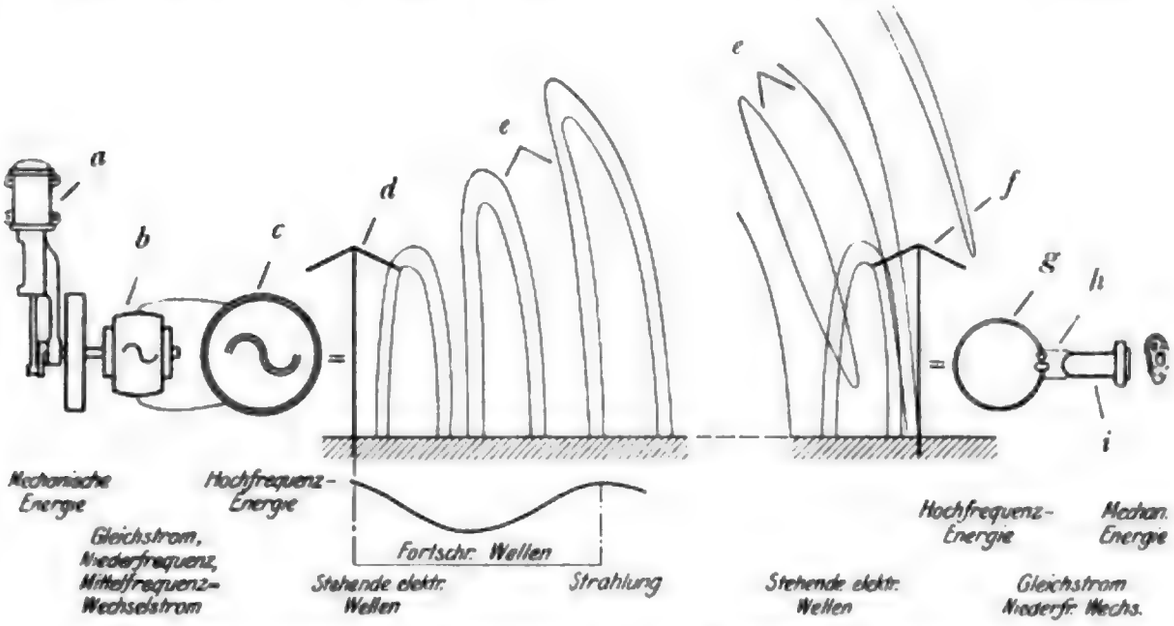


Abb. 8. Energieumformung und Übertragung in der drahtlosen Telegraphie vom Senden bis zum Empfang.

wandelt den Hochfrequenzstrom in einen niederfrequenten Wechselstrom oder Gleichstrom um und betätigt hierdurch einen Indikator, wie z. B. ein Telephon *i*, welcher einen unsere Sinnesorgane reizenden Effekt hervorruft und der in einer mechanischen, akustischen oder optischen Erscheinung bestehen kann. Der Kreislauf ist hiermit geschlossen.

Einige spezielle Anordnungen von Sendern und Empfängern zeigen ein zwar etwas abweichendes Bild, im wesentlichen sind jedoch die Erscheinungen immer dieselben.

ϑ) Wirkungsgrad von Sender und Empfänger.

Bereits aus diesen zahlreichen Energieumformungen erklärt sich der mit jeder Umformung verbundene Energieverlust und der infolgedessen ungünstige Gesamtwirkungsgrad. Besonders wird dieser dadurch noch weiterhin ungünstig beeinflußt, daß nur ein geringer Teil der Senderwellen überhaupt nach dem Empfänger hin gelangt, und daß sich die weitaus meisten Senderkraftlinien nutzlos im Raume zerstreuen und höchstens noch andere Empfangsstationen stören können. Der Wirkungsgrad der einzelnen Energieumformungen ist für den Sender beispielsweise in Abb. 9, für den Empfänger in Abb. 10 für mittlere Verhältnisse wiedergegeben, wobei dieser letztere Maßstab von dem in Abb. 9 benutzten wesentlich abweicht, da er, um überhaupt eine sichtbare Linienführung zu zeigen, stark vergrößert werden mußte.

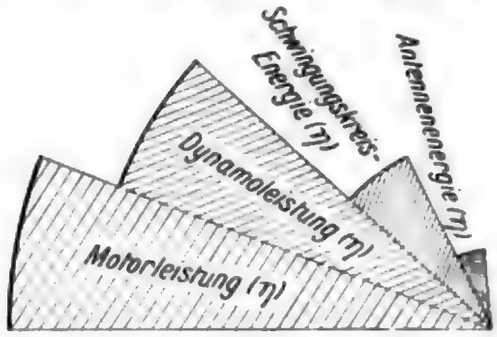


Abb. 9. Wirkungsgrad des Senders vom Motor bis zur Antenne.

Digitized by Google

Unter Berücksichtigung derselben Verhältnisse ergeben sich die Energiebilanzdiagramme gemäß den Abb. 11 für den Sender und 12 für den Empfänger. Letzteres ist wiederum nicht maßstäblich zu ersterem, sondern ganz wesentlich größer gezeichnet. Es ist aber zu berücksichtigen, daß man durch die moderne Hochfrequenz-Niederfrequenzverstärkung auf recht erhebliche Werte für die Indikator-(Telephon-) Energie gelangen kann. Jedenfalls sind auch aus den Energiebilanzdiagrammen die sehr großen Verluste im Sender und im Empfänger zu ersehen, zu denen sich noch die für technische Begriffe ungeheuren Verluste bei der Energieübertragung zwischen Sender und Empfänger hinzugesellen.

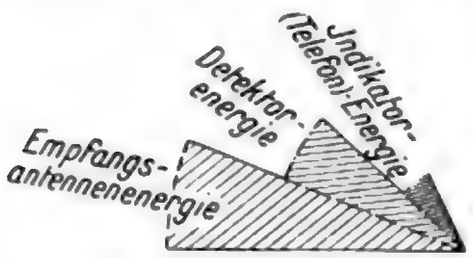


Abb. 10. Wirkungsgrad des Empfängers von der Antenne bis zum Empfangsindikator.

Während man bei anderen technischen Prozessen sich mit einem derartig geringen Wirkungsgrad wohl kaum zufrieden geben würde, liegen die Verhältnisse in der drahtlosen Telegraphie aber doch insofern anders und wesentlich günstiger,

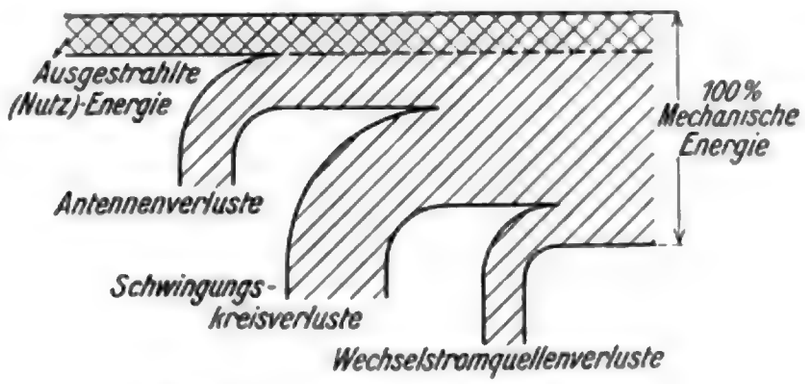


Abb. 11. Energiebilanz des Senders.

als es ja schließlich nur darauf ankommt, Zeichen vom Sender nach dem Empfänger in betriebssicherer und in möglichst schneller Reihenfolge zu übermitteln. In dieser Beziehung leistet aber die drahtlose Telegraphie bereits durchaus das, was billigerweise von ihr verlangt werden kann und wird infolge immer weitergreifender Verbesserungen auch stets mehr und mehr leisten können.

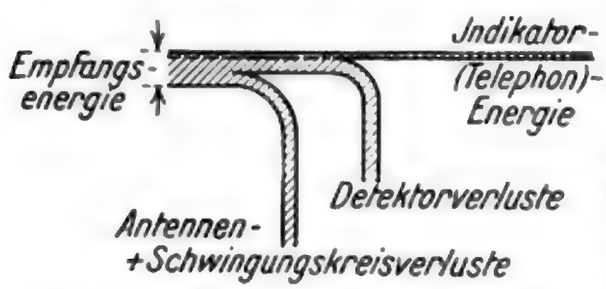


Abb. 12. Energiebilanz des Empfängers.

Dieses ist in großen Zügen der Mechanismus der drahtlosen Telegraphie. Die verschiedenen Arten der Schwingungserzeugung, deren Übertragung auf die Antenne, Ausstrahlung und Fortpflanzung der Wellen nach der Empfangsstation, Aufnahme und Kenntlichmachung der Wellen im Empfänger nebst den hierzu verwendeten Apparaten und Konstruktionen sind im folgenden, soweit als möglich, eingehend beschrieben. In welcher Weise der Entwicklungsgang stattgefunden hat, ist in großen Zügen in Kapitel IV, S. 116 ff. zum Ausdruck gebracht.

Digitized by Google

3. Aufgabe und Lauf eines Radiotelegrammes.

Mit Rücksicht darauf, daß die festen Stationen, namentlich die transatlantischen Großstationen von den Verkehrszentren verhältnismäßig weit entfernt sind, aber auch bei anderen festen Stationen, wo nur in Ausnahmefällen ein Radiotelegramm direkt auf der drahtlosen Station zur Abfertigung aufgegeben werden kann, ist es notwendig, einen mehr oder weniger komplizierten Zwischenbetrieb zwischen Aufgabestelle und drahtloser Sendestation einerseits und zwischen drahtloser Empfangsstation und Abfertigungsstelle andererseits vorzusehen.

In welcher Weise dies bei einem Radiotelegramm bewirkt wird, welches von Berlin nach New York aufgegeben wird, mag aus folgendem Beispiel hervorgehen.

Das am Schalter eines beliebigen Berliner Postamts aufgelieferte Telegramm wird durch Rohrpost nach dem Haupt-Telegraphenamt befördert und dort einer besonderen Stelle, der Funkleitung, zugeführt. Von hier aus gelangt es auf dem Drahtwege mittels Hughesapparats nach einer für den überseeischen Verkehr bestimmten deutschen Großstation (zurzeit stehen hierfür die Großstationen Nauen und Eilvese zur Verfügung), wo die funktelegraphische Abgabe erfolgt. Dies geschieht entweder mit der Hand oder beim Schnellverkehr mit dem Wheatstonegeber. Die von der Antenne der Großstation im Rhythmus der Morsezeichen ausgestrahlten Wellenzüge werden bei der amerikanischen Gegenstation (z. B. in Marion) zunächst durch Verstärkereinrichtungen verstärkt und dann nach Gehör aufgenommen und mit der Schreibmaschine niedergeschrieben. Beim Schnellverkehr werden die Zeichen, bevor sie abgehört werden, von einem Parlographen aufgenommen, den man dann, um von ihm die Zeichen abhören zu können, mit einer Geschwindigkeit wieder ablaufen läßt, die der Fähigkeit des Telegraphisten, Zeichen abzuhören, entspricht. Das Telegramm wird nun auf dem Drahtwege nach New York weiterbefördert und dem Empfänger zugestellt.

Digitized by Google

Zweites Kapitel.

Geschichtlicher Überblick.

A. Vorläufer der drahtlosen Telegraphie (von den ersten Anfängen bis 1896).

Benennung der drahtlosen Telegraphie.

Die „drahtlose Telegraphie" ist älter als ihr Name, selbst wenn man andere Benennungen wie „Wellentelegraphie", „Funkentelegraphie" oder am besten noch „Strahlentelegraphie" dafür wählt.

Galvanis Froschschenkelexperiment.

Wenn es auch nicht angebracht ist, die Lichtsignale und das Winken mit farbigen Tüchern, welches bereits die Völker des Altertums und manche exotische Volksstämme zur Verständigung auf große Entfernungen seit undenklichen Zeiten angewendet haben, als „drahtlose Telegraphie" zu bezeichnen, so muß man doch zugeben, daß andererseits in gewissem Sinne schon das berühmte Froschschenkel-Experiment von Galvani im Jahre 1789 als vielleicht erste Fernübertragung elektrischer Induktionsströme anzusehen ist [1]). Hierbei war in drahtlosem Sinne gesprochen der Froschschenkel der eigentliche Empfänger, der kupferne Haken, mit dem der Schenkel einschließlich der Nerven befestigt war, der Empfangsluftleiter. Jedesmal, wenn aus dem Konduktor einer in der Nähe des Froschschenkels befindlichen Elektrisiermaschine Funken gezogen wurden, also der „Sender" in Tätigkeit trat, geriet der Schenkel in Zuckungen. Eine metallische Verbindung zwischen Maschine-Sender und Froschschenkel-Empfänger bestand nicht. Man hatte es vielmehr mit einer Energieübertragung zu tun, die Galvani fälschlich als eine Folge des „Lebenselixiers" ansah.

Erste Versuche einer drahtlosen Nachrichtenübermittlung mit Niederfrequenz von Lindsay, Morse (Anwendung des Abstimmungsbegriffes), Gale und K. Steinheil (Entdeckung der Erdrückleitung).

Von späteren Versuchen, ohne Leitung sich zu verständigen, sind insbesondere die Arbeiten von Lindsay 1831 (1854), Morse und Gale 1842 und 1844 bemerkenswert.

Diese Forscher, zu denen sich noch K. A. Steinheil (1838) hinzugesellt, welcher die Erdrückleitung für Telegraphenströme entdeckte und die Möglichkeit

[1]) In neuester Zeit ist das Froschschenkelexperiment von Lefeuvre auf größere Entfernung, und zwar zwischen Rennes-Paris (310 km) in derart abgeänderter Form wiederholt worden, daß der Froschschenkel direkt als Empfangsapparat für die Signale von der Eiffelturmstation benutzt wurde. Der Schenkelnerv und der Muskel wurden mit einem leichten Hebel verbunden, der an einem dem Drehpunkt abgewandten Ende eine Spitze trug, die auf einer mit Ruß geschwärzten Trommel die Radiotelegramme der Eiffelturmantenne direkt aufschrieb.

Digitized by Google

einer drahtlosen Telegraphie versuchte, stellten eine Telegraphie ohne fortlaufenden Metalldraht unter Verwendung von elektrischen Leitungsströmen durch das Wasser hindurch her, und es gelang ihnen, eine Verständigung sogar bis auf etwa 2 km zu erreichen. Beachtenswert ist, daß Morse bereits den Begriff „Abstimmung" besessen hat, welcher für die drahtlose Telegraphie von größter Bedeutung wurde.

Versuche von J. H. Wilkins über den Tay-Fluß und Vorschlag einer drahtlosen Verständigung zwischen England und Frankreich.

J. H. Wilkins hat schon 1849 eine ähnliche Anordnung und sogar in größerem Maßstabe vorgeschlagen, um eine Verständigung zwischen England und Frankreich herbeizuführen. Er erzielte eine drahtlose Verständigung über den Tay-Fluß.

Entdeckung der oszillatorischen Entladung einer Leydener Flasche von J. Henry und P. T. Rieß.

Bereits 1840 hatte J. Henry zuerst elektrische Schwingungen hergestellt und ausgesprochen, daß die Entladung einer Leydener Flasche „oszillatorisch" sei. Unabhängig von ihm machte P. T. Rieß 1849 dieselben Feststellungen und kennzeichnete die Entladungen eines Kondensators als „Partialentladungen".

Theorie der oszillatorischen Kondensatorentladung von H. v. Helmholtz, W. Thomson, G. Kirchhoff.

Es folgen die Untersuchungen und Theorie über die oszillatorische Entladung der Leydener Flasche von H. v. Helmholtz (1847), die mathematische Diskussion von W. Thomson (Lord Kelvin) 1853, bei welcher Stromstärke und Geschwindigkeit der Elektrizität als identisch angenommen werden, und von G. Kirchhoff (1857).

Experimente und Theorie des Elektromagnetismus von Faraday und J. C. Maxwell (W. v. Bezold).

Im Jahre 1867, insbesondere fußend auf den Experimenten von M. Faraday, entwickelte sodann J. C. Maxwell vor der Royal Society in London seine berühmte Theorie des Elektromagnetismus einschließlich des Vorhandenseins elektromagnetischer Wellen, und in gewissem Sinne wurde bereits durch die Feststellung von W. v. Bezold (1870), daß die von einer Kondensatorentladung herrührenden schnellen Schwingungen „Interferenzphänomene" zeigen, ein experimenteller Beweis geliefert.

Maxwell entwickelte bereits, daß von der elektrischen Funkenentladung Kräfte ausgehen, welche sich mit Lichtgeschwindigkeit und in Wellenbewegungen durch den Raum, den er sich mit Äther ausgefüllt dachte, fortpflanzen.

Drahtlose Nachrichtenübermittlung mit Funkenwellen und Mikrophonempfangskontakt von E. G. Hughes.

Eine absolut bewußte und beabsichtigte drahtlose Nachrichtenübermittlung hat sodann 1879 der Erfinder des Mikrophons D. E. Hughes der Royal Society in London vorgeführt. Seine Anordnung war folgende: Als Sender wurde eine kleine Induktionsspule mit einer Funkenstrecke, als Empfänger, der etwa 400 m entfernt vom Sender aufgestellt war, ein loser Kohärenzkontakt benutzt, der beim Auftreffen von elektromagnetischen Wellen seinen Widerstand änderte. Letztere Änderung rief in einem mit dem Kontakt verbundenen Telephon Geräusche hervor, welche man abhörte, und so wurde bei Verwendung des Morsealphabets eine Verständigung auch auf größere Entfernungen möglich.

Digitized by Google

Abstimmungsapparat von Crookes.

Ferner ist auch noch in diesem Zusammenhang der „Abstimmungsapparat" von Crookes erwähnenswert, welcher eine gewisse Ähnlichkeit mit der 1904 von Telefunken benutzten „Fernwellenmeßeinrichtung" besitzt. Crookes hat auch bereits (1892) ein wahrhaft großartiges Bild von der Nutzbarmachung der Wellentelegraphie entworfen, welches heute beinahe schon zur Wirklichkeit geworden ist.

Verwendung von Antennen- und Erdverbindungsansätzen von Dolbear.

Die ersten, wenn auch noch nicht klar beabsichtigten Versuche sowohl auf der Sende- als auch auf der Empfangsstation, Ansätze von Antennen- und Erdverbindungen zu nehmen, rühren wohl von Dolbear (1882 und 1886) her.

Seine Anordnung (Abb. 13) besteht auf der Sendestation aus einer kleinen magnetoelektrischen Maschine *a*, deren einer Pol geerdet ist, während der andere mit der Kapazität *b* verbunden war; getastet wurde mit der Morsetaste *c*.

Abb. 13. Antennen- und Erdungsanordnung für Sender und Empfänger von Dolbear.

Als Empfänger wurde eine ähnliche Anordnung benutzt, und als Empfangsindikator diente ein Telephon *d*. Die Bedeutung von + und — in Abb. 13, welche den Ausführungen Dolbears direkt entnommen wurde, bei Verwendung der Wechselstrommaschine *a* ist nicht verständlich.

Leitungs- und Induktionstelegraphie von Trowbridge, Smith, Bell, Edison, Gilliland, Phelps, Ader, Preece, Rubens, Rathenau und Strecker.

Schließlich mag noch erwähnt werden, daß u. a. J. Trowbridge (1880), Smith (1881), Bell (1882), Edison, Gilliland, Phelps (Eisenbahninduktionstelegraphie, 1895), Ader (1888), Edison (1891), Preece (1882, 1892), Rubens, Rathenau und Strecker (1893) eine Art Leitungs- und Induktionstelegraphie herzustellen versuchten und einige, wie z. B. Preece, relativ recht gute Erfolge erzielten.

Aber während diese vorgenannten zum Teil schon recht sinnreiche Apparate und Anordnungen geschaffen haben, mangelte trotz der inzwischen bekannt gewordenen Einrichtung von Hughes doch noch die innere Erkenntnis, welche für die Herstellung einer wirklichen drahtlosen Telegraphie unbedingt erforderlich war und die Anwendung der richtig dimensionierten Mittel.

Beweis der Wesensgleichheit aller elektrischen Strahlen des Spektrums durch H. Hertz.

Zwar war, wie schon bemerkt, durch Kirchhoff und Thomson bereits in den fünfziger Jahren des vorigen Jahrhunderts eine theoretisch klare und ein-

Digitized by Google

wandsfreie Erklärung der Kondensatorentladung gegeben worden, und Feddersen hatte die Richtigkeit dieser Theorie mit dem rotierenden Spiegel bewiesen. Aber es fehlte noch der Beweis der Wesensgleichheit aller elektromagnetischer Schwingungen und der hieraus zu ziehenden Konsequenzen.

Dieses war dem genialen Heinrich Hertz vorbehalten, welcher in seinem Buche „Untersuchungen über die Ausbreitung der elektrischen Kraft" (1888 bis 1891) in experimenteller und theoretischer Beziehung alle noch offenen Fragen beantwortete. Hiermit waren die Grundlagen der drahtlosen Telegraphie gegeben.

Seine wesentlichste Versuchsanordnung ist schematisch z. B. in I, Abb. 669, S. 632 dargestellt.

Hertz ist es nicht nur gelungen, in dem begrenzten Raum des Laboratoriums kleine drahtlose Sender und Empfänger herzustellen, die Wellenlänge und Geschwindigkeit elektrischer Wellen zu messen, die Wesensgleichheit aller Strahlen des Spektrums in bezug auf Beugung, Reflexion, Interferenz und Brechung nachzuweisen (Hertzscher Resonator) und hierbei u. a. auch die grundlegenden Resonanzerscheinungen festzustellen, sondern er hat auch bereits Ausblicke dahingehend getan, daß die von ihm gefundenen Sender und Empfänger für eine Nachrichtenübermittlung auf größere Entfernungen inbetracht kommen könnten. Leider verstarb er zu früh, um seine Pläne ausführen zu können.

Auf der grundlegenden Hertzschen Theorie fußen alle nachfolgenden Forscher und Konstrukteure der drahtlosen Nachrichtenübermittlung.

Vervollkommnung der Hertzschen Versuchsanordnungen und weiterer Ausbau der Schwingungstheorie von O. Lodge. Entwicklung des Resonanzgedankens und des geschlossenen Schwingungskreises sowie der Stoßerregung.

Nächst Hertz ist Oliver Lodge (seit 1889) zu nennen, welcher nicht nur die Hertzschen Versuchsanordnungen weiter vervollkommnet hat, — so hat Lodge schon 1894 der Royal Institution den Hertzschen Sender in Verbindung mit dem 1892 von E. Branly wieder entdeckten Kohärer als Empfangsdetektor vorgeführt — sondern auch bereits in erheblichem Maße die drahtlosen Sende- und Empfangseinrichtungen unter Hinzufügung von neuen Gedanken fortentwickelt hat.

Er ist der erste gewesen, der in konsequenter Verfolgung des Resonanzgedankens den „geschlossenen Schwingungskreis" angegeben hat, um große Antennenenergien und damit auch große Reichweiten erzielen zu können.

Den Abstimmungsgedanken finden wir bei Lodge immer wieder und in jeder Form behandelt. Die ersten Betrachtungen über das richtige Abreißen von Funkenvorgängen in Funkenstrecken und damit die sogenannte „Stoßerregung" verdanken wir ihm.

N. Teslas Anordnungen einer drahtlosen Nachrichtenübermittlung für „große und kleine Entfernungen". Tesla-Transformator. Abstimmung des Empfängers auf den Sender.

Neben Lodge ist Nicola Tesla (1893/94) anzuführen, dessen außerordentliches experimentelles Geschick oft zu grundlegenden Vorschlägen für die drahtlose Nachrichtenübermittlung führte. In dem Buche von Tesla „Untersuchungen über Mehrphasenströme" (1894) finden sich mehr als die Ansätze zu vielen Erfindungen, welche erst in späteren Zeiten in vollem Umfange verwirklicht worden sind. Auch Tesla kannte bereits 1893 eine drahtlose Telegraphie zwischen

Digitized by Google

zwei voneinander entfernt liegenden Orten. Zum Betriebe der Stationen wollte er allerdings in erster Linie Störungen der elektrischen Feldintensität, d. h. also Potentialschwankungen ausnutzen.

Das Schema der Teslaschen Anordnung gibt Abb. 14 wieder.

Die Wechselstromquelle *a*, als welche sich Tesla eine Maschine denkt, die „den elektrostatischen Zustand der Erde zu stören" geeignet ist (obgleich Tesla den Hertzschen Oszillator kannte und selbst hervorragende Hochfrequenzfumormer [„Tesla-Transformatoren"] schon seit ca. 1892 benutzte) ist einerseits mit einem in die Luft ragenden Körper großer Oberfläche *c*, andererseits mit einer noch größer sein sollenden Erdung *b* (z. B. Wasserleitung) verbunden.

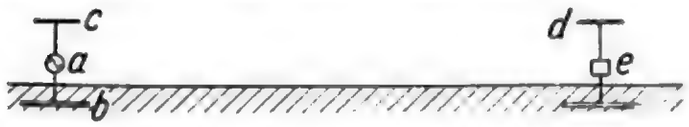


Abb. 14. Teslas Anordnung der drahtlosen Telegraphie.

Die von dieser Einrichtung erzeugten Wellen sollten durch die Erde nach dem, dem Sender gleichgebauten Empfänger *d* hingeleitet werden. Wesentlich ist es nun, daß Tesla es bereits ausspricht, daß der „Empfänger auf den Sender „abgestimmt sein soll".

Einen „Detektor" *e* kannte Tesla merkwürdigerweise nicht. Wohl infolgedessen hat er seinen Gedanken nicht in die Praxis umgesetzt. Aber an die Empfangsverstärkung mittels einer „Synchroneinrichtung" hat er bereits gedacht.

Erfindung der geerdeten Empfangsantenne, mit dem schon vorher von Branly wiederentdeckten Kohärer durch Popoff.

Als weiterer Pionier der drahtlosen Telegraphie kommt Popoff inbetracht. Dieser versuchte 1895 die atmosphärischen Störungen zu registrieren, indem er mittels eines in die Luft ragenden Drahtgebildes *a* (Abb. 15) die atmosphärischen Potentialschwankungen auf den von Branly 1890 wiederentdeckten geerdeten Kohärer *b*, bestehend in einer Glasröhre mit Eisenfeilspähnen zwischen zwei Metallelektroden, übertrug, welcher beim Auftreten von Spannungsdifferenzen im Luftleiter leitend wurde, und eine elektrische Klingel *c* mittels eines Relais *d* und Batterie *e* in Tätigkeit setzte. Um den Kohärer wieder nichtleitend zu machen, benutzte schon Popoff die Signalklingel *c* gleichzeitig auch zum Klopfen der Kohärerröhre. Diese Anordnung gibt auch ein Bild des einfachsten und tatsächlich auch von Marconi in der ersten Zeit benutzten Empfängers wieder. Der Empfänger mit dem geerdeten Luftleiter war somit bereits 1895 vorhanden.

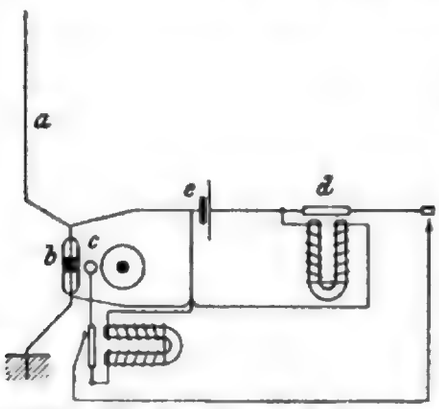


Abb. 15. Geerdeter Kohärerempfänger von Popoff.

B. Stark gedämpfte, funkenerregte Sender und Kohärerempfänger ohne Abstimmung (1896—1900).

Rhighischer Dreifunkenstrecken-Oszillator.

Als bald darauf A. Righi in Bologna eine aus drei Elektrodenkugeln bestehende, besonders wirksame Funkenstrecke herstellte, und dieselbe in seiner Vorlesung über elektrische Wellen vorführte (1896), faßte der bei ihm studierende G. Marconi den Plan, mit Hilfe dieser Funkenstrecke und der Empfangsein-

Digitized by Google

richtung von Popoff eine drahtlose Telegraphie herzustellen, nachdem er sich vergeblich bemüht hatte, mit dem Righischen Oszillator allein, auch wenn er einen Brennspiegel anwandte, einigermaßen befriedigende Resultate zu erreichen.

Erste Versuche mit Funkentelegraphie von G. Marconi.

Zu diesem Zweck verband Marconi (1896) die eine Außenkugel der Righischen Dreifunkenstrecke mit einem Luftdraht, die andere Außenkugel mit der Erde und erzeugte auf diese Weise relativ weit reichende, kräftige elektromagnetische Oszillationen, welche auf den mehrere Kilometer entfernt befindlichen Empfänger übertragen wurden.

Der hochgeführte Sendeluftdraht ist somit das eigentlich Neue, das Marconi hinzufügte. Außerdem aber erdete er bereits den Luftleiter und hatte somit, ob zufälligerweise oder beabsichtigt mag dahingestellt bleiben, die an sich wirkungsvollste und beste Anordnung geschaffen. Man wird zugeben müssen, daß gerade durch dieses Hinzufügen und durch die Experimente in größerem Maßstabe als in einem begrenzten Laboratorium Marconi als der eigentliche Schöpfer der drahtlosen Telegraphie anzusehen ist.

Die geschilderte einfache Marconische Sendeanordnung aus dem Jahre 1896 gibt Abb. 16 wieder, während die dazugehörende Empfangsanordnung, welche identisch mit dem Popoffschen Empfänger ist, in Abb. 15 dargestellt ist. Es ist hierin *f* ein Induktor, der von einer Batterie gespeist wird; *g* ist die eigentliche Funkenstrecke, die von Hilfsfunkenstrecken *h* aufgeladen wird (Righischer Dreifunkenstrecken-Oszillator) und *i k* ein Luftleiter. Mittels des Induktors *f* wird der Luftleiter *i k*, der an seinem oberen, an einem Galgen isoliert aufgehängten Ende zweckmäßig eine vergrößerte Kapazität *k* besitzen sollte, und der eine gewisse Kapazität gegen Erde darstellt, aufgeladen. Es entsteht in der Funkenstrecke ein Funkenübergang und nach der Anschauung von Hertz werden elektromagnetische Kraftlinien von dem Sendeluftleiter abgeschnürt und wandern in den Raum hinaus. Ein Bruchteil derselben, leider nur ein recht geringer, wird von dem fernen Empfangsluftleiter aufgenommen und dem Kohärer zugeführt. Durch die aufgenommenen Schwingungen wird dieser Kohärer leitend, schließt einen Batteriestrom und bringt z. B. eine Klingel zum Tönen oder betätigt einen Morseapparat.

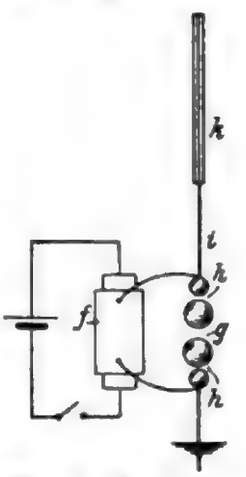


Abb. 16. Einfacher Marconisender von 1896 mit Righischer Dreifunkenstrecke.

Sendet man nun z. B. im Rhythmus der Morsezeichen elektromagnetische Wellen von der Sendestation aus, so kann man, wenn beide Luftdrähte gleich oder annähernd gleich lang gemacht sind, d. h. wenn sie sich „in Abstimmung" befinden, im Empfänger die Zeichen z. B. mittels der Klingel hörbar machen, oder mit dem Morseapparat aufschreiben.

Hiermit war also eine Nachrichtenübermittlung ohne fortlaufenden Leitungsdraht gegeben.

Marconis drahtlose Nachrichtenübermittlung auf geringe Entfernungen.

Die grundlegende Marconianordnung hatte aber eingreifende Mängel, welche zwar einen drahtlosen Verkehr auf einige Kilometer zuließ, — Marconi telegraphierte 1897 im Golf von Specia auf ca. 18 km und im selben Jahre über den Bristolkanal zwischen Lavernack point und Breandown, an welchen Ver-

Digitized by Google

suchen A. Slaby teilnahm, — nicht aber eine Vergrößerung der Stationen und damit der Reichweiten erlaubte.

Die Hauptfehler dieser Anordnung waren die geringe Schwingungskapazität und die große Dämpfung. Diese letztere rührte daher, daß der Luftleiter, welcher gleichzeitig auch die Schwingungskapazität darstellt, infolge seiner geradlinig ausgestreckten Form nur eine kleine Kapazität besitzt und alle ihm zugeführte Energie sofort an den Raum abgibt. Ein geschlossener Schwingungskreis, welcher im Gegensatz zu diesem offenen Luftleiter die Energie in Ruhe angesammelt hätte, war nicht vorhanden. Die große Dämpfung hat aber den weiteren Übelstand der geringen Abstimmungsmöglichkeit im Gefolge. Einander benachbarte Sendestationen mußten daher, um überhaupt mit Empfangsstationen telegraphieren zu können, mit sehr voneinander verschiedenen Wellenlängen arbeiten und störten sich auch dann noch. Der zweite Übelstand dieses sogen. einfachen Marconisenders war die geringe Antennenkapazität, wodurch die in elektrische Wellen umzusetzende Energie nur gering sein konnte. Infolgedessen war auch die Reichweite, welche sich selbst bei Vergrößerung der Luftleitergebilde und bei Verstärkung der Energiequelle erzielen ließen, nur klein.

Nachteile des stark gedämpften Marconisenders und Verbesserungsbestrebungen Marconis in konstruktiver Hinsicht.

Für den Empfang verwandte Marconi den Branlyschen Kohärer in Verbindung mit einer Klingel, oder auch einem verbesserten Morseschreiber, um die Telegraphierzeichen sofort zu registrieren. Der Kohärer erfuhr durch Marconi eine wesentliche Verbesserung. Er erhielt einen keilförmigen Spalt zwischen den Metallelektroden, in welchem die den empfindlichen Teil des Kohärers darstellenden Metallspännchen lagen, und es war hierdurch möglich, die Empfindlichkeit in gewissen Grenzen zu regulieren. Dadurch, daß der Kohärer evakuiert wurde, wurde er ein weit zuverlässigerer Apparat, als er vordem gewesen war.

Einschaltung der Selbstinduktionsspule in die Antenne. Unbewußte Abstimmung. Herabdrückung der Strahlungsdämpfung.

Es bedeutet einen der wichtigsten Schritte in der Entwicklung der drahtlosen Telegraphie, als Marconi zuerst eine Selbstinduktionsspule in den Luftleiter einschaltete. Unbewußt und sogar seiner damaligen Anschauung direkt zuwider laufend, führte er hiermit den Abstimmungsgedanken in die drahtlose Telegraphie ein, den bereits vor ihm O. Lodge mit größter Deutlichkeit für drahtlose Sender allgemein ausgesprochen hatte.

Gleichzeitig war durch die Einschaltung der Selbstinduktionsspule noch der weitere Vorteil erreicht, daß die Dämpfung der Schwingungen, welche beim einfachen Marconisender eine außerordentlich starke war, wesentlich herabgedrückt wurde. Infolgedessen waren derartige Sender mit eingeschalteten Spulen auch ohne weiteres abstimmfähiger.

Gründung der „Wireless Telegraph and Signal Co. Ltd." in London (1897) und Errichtung der ersten größeren Radiostation auf den needles.

Um die Marconische Anordnung der drahtlosen Telegraphie weiter zu entwickeln und industriell auszubeuten, wurde bereits 1897 die erste drahtlose Gesellschaft „Wireless Telegraph and Signal Co. Ltd." gegründet, welche schon im Nov. d. J. ihre erste größere Station auf den needles im englischen Kanal errichtete.

Absendung des ersten bezahlten „Marconigramms".

Von der Station auf den needles wurde das erste bezahlte „Marconigramm" von W. Thomson (Lord Kelvin) 1898 an Sir G. Stockes gesandt.

1898 erfolgte alsdann auch die erste drahtlose Schiffsinstallation auf dem Dampfer „Flying Huntres".

Beginn der drahtlosen Arbeiten in Deutschland durch Slaby-Arco (A.E.G.) und F. Braun (später Siemens und Halske).

In Deutschland begann bald nach Bekanntwerden der ersten Marconischen Erfolge, und nachdem sich die Ankaufsverhandlungen mit Marconi zerschlagen hatten, eine intensive Tätigkeit auf diesem Gebiete.

Zuerst war es die funkentelegraphische Abteilung der Allgemeinen Elektrizitätsgesellschaft, welche auf Veranlassung von A. Slaby nach dem System Slaby-Arco drahtlose Stationen herstellte. Seit 1898 beschäftigte sich ferner auch F. Braun in Straßburg zuerst mit einem Hamburger Konsortium, später mit der Siemens & Halske A. G. in industrieller Beziehung mit drahtloser Telegraphie.

Unter Zugrundelegung der Marconischen Anordnung suchten die Vorgenannten, seine Einrichtungen zu verbessern, und es gelang ihnen auch nach mancherlei Fehlschlägen, Schaltungen und Konstruktionen zu finden, welche in ihren Grundgedanken zum Teil sogar heute noch in Benutzung sind.

Nachahmung der Marconischen Fundamentalanordnung in fast allen Ländern.

Nicht nur von Wissenschaftlern und Ingenieuren wurde versucht, die Marconianordnung nachzuahmen und womöglich zu verbessern, sondern es setzte auch eine lebhafte Tätigkeit von „Erfindern" ein, welche meist mißverstandene und wenig brauchbare Anordnungen sich patentieren ließen und veröffentlichten. Es ist gerade im Laufe der ersten Jahre der Ausbildung der drahtlosen Nachrichtenübermittlung eine ganze Literatur derartiger meist minderwertiger Veröffentlichungen entstanden, welche die wahre Erkenntnis und Entwicklung der drahtlosen Technik in nicht geringem Maße gehemmt haben.

C. Abgestimmte funkenerregte Sender und Empfänger mit verminderter Dämpfung (geschlossener Schwingungskreis) (1900 bis 1906).

Geschlossener Schwingungskreis beim Sender und Empfänger; hierdurch geringere Dämpfung und wesentliche Steigerung der Energie und Reichweite, jedoch auch Zweiwelligkeit.

Als wesentlichste Verbesserung des ursprünglichen einfachen Marconisenders muß die Verwendung des „geschlossenen Schwingungskreises" in Verbindung mit dem Luftleiter sowohl bei der Sende- als auch bei der Empfangsstation angesehen werden (Abb. 17). Dieser geschlossene Schwingungskreis brachte den großen Vorteil mit sich, daß die Resonanz in allen ihren Einzelheiten voll und ganz ausgenutzt werden konnte. Es gelang hierdurch, auf der Senderseite durch die Anwendung des geschlossenen Schwingungskreises die erzeugte und ausgestrahlte Schwingungsenergie, selbst nach heutigen Begriffen, bis zu einem hohem Betrage zu steigern. Man war nicht mehr auf die geringe Kapazität des Luftleiters angewiesen, sondern man hatte eine große Schwingungskreiskapazität, indem man einen geschlossenen Kreis aus Leydener Flaschen, welche bei kleinen

Digitized by Google

räumlichen Abmessungen eine große Kapazität besitzen und der Abstimmungsselbstinduktionspulse bildete, in welchen die Funkenstrecke eingeschaltet war. Mit diesem so gebildeten Kreise wurde in irgend einer Weise, z. B. induktiv mittels zweier eisenloser Spulen, oder durch direkte metallische Leitung, das Luftleitergebilde angekoppelt. Es konnte somit die Energie in der großen Leydener Flaschenkapazität sehr gesteigert werden und daher auch die ausgestrahlte Energie gegenüber dem einfachen Marconisender ganz wesentlich zunehmen.

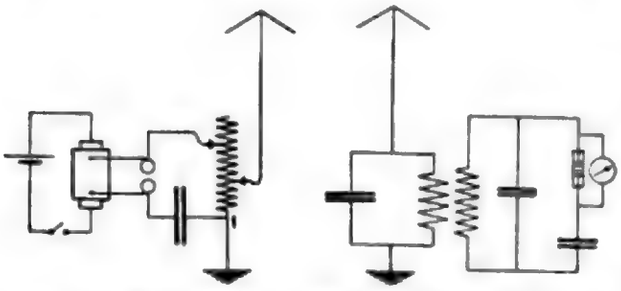


Abb. 17. Geschlossener Schwingungskreis beim Sender und Empfänger.

Ein weiterer wesentlicher Vorteil des geschlossenen Senderschwingungskreises ist der, daß die Dämpfung der so erzeugten und ausgestrahlten Schwingungen eine erheblich geringere war als bei der direkt in die Antenne eingeschalteten Funkenstrecke. Infolge dieser geringeren Dämpfung war auch die Abstimmung und somit die Störungsfreiheit bei mehreren vorhandenen Stationen eine wesentlich günstigere geworden.

Ähnliche Verhältnisse, nur in umgekehrtem Sinne, lagen beim Empfänger vor, indem die Antenne die Energie aus dem Raum auffängt und in den geschlossenen Schwingungskreis, mit welchem der Kohärer verbunden ist, überführt. Durch die Verwendung dieser geschlossenen Kreise wurde die Dämpfung wesentlich vermindert und die Abstimmung verbessert.

Verwendung von etwa 20 Funken pro Sekunde und Wellenlängen von ca. 70 m bis zu etwa 300 m.

Es wurden in jener Zeit mit etwa 20 Funken in der Sekunde und Wellenlängen von ca. 70 m bis 300 m gearbeitet.

Bau von größeren Stationen, insbesondere von solchen für den transatlantischen Nachrichtenverkehr durch die Marconi-Gesellschaft (Poldhu-Station).

Man konnte nunmehr auch daran gehen, Stationen für größere und große Reichweiten zu bauen. Dieses geschah dann auch; die Poldhustation der Marconi-Gesellschaft aus dem Jahre 1901, welche am 12./13. Dezember 1901 auf eine Entfernung von 1800 Meilen Signale von der Station St. John in Neufundland empfangen haben soll, ist ein Beispiel hierfür.

Priorität des geschlossenen Schwingungskreises (O. Lodge, G. Marconi, Slaby-Arco und F. Braun). Sendererdung (G. Marconi) Gegengewicht (F. Braun). Erkenntnis der Wirkungsweise des gekoppelten Funkensenders von M. Wien.

Die Frage, wer zuerst den schon früher (1897) von O. Lodge angegebenen geschlossenen Schwingungskreis bewußt in die drahtlose Telegraphie eingeführt hat, mag offen bleiben. Es scheint, daß zuerst Marconi ihn angewandt hat, und daß ihn darauf sowohl Slaby-Arco als auch Braun ziemlich gleichzeitig benutzt haben.

Die Sendererdung und hiermit für die Anordnungen jener Zeit das Ei des Kolumbus darstellend rührt aber von Marconi (1896) her, und es ist interessant,

Digitized by Google

daß Braun[1]) auf die Erdung in jener Zeit ganz verzichten wollte und sie in seinen Veröffentlichungen entweder überhaupt nicht gezeichnet hat, oder aber in Form eines viel zu kleinen „Gegengewichtes" zur Antenne benutzt wissen wollte. Marconi und Slaby-Arco haben hingegen von Anfang an an der Erdverbindung am Sender und Empfänger festgehalten und nur dort nach dem Vorgange von Lodge die Erdung durch ein möglichst großes Gegengewicht ersetzt, wo die Verwendung einer eingegrabenen Erdung, wie z. B. bei transportablen Stationen ausgeschlossen war.

Eine volle Erkenntnis der Wirkungsweise des gekoppelten Senders ist erst viel später (1902) in einer Fundamentalarbeit von M. Wien gegeben worden.

Falsche Vorstellung über die Ausbildung und Fortpflanzung der elektrischen Wellen.

Von Interesse ist es, an dieser Stelle zu erwähnen, welche Vorstellungen man sich über die Ausbildung und Fortleitung der elektrischen Wellen zu jener Zeit machte. Es war im allgemeinen die Meinung verbreitet, daß die Funkenstrecke — man verwendete auch damals noch gern den sogenannten Righischen Dreifunkenstrecken-Oszillator — sehr kleine Wellen erzeuge, welche auf die Antenne übertragen und von dieser gleichsam in vergrößertem Maßstabe fortgeschleudert wurden.

Richtiges Bild der Schwingungsvorgänge im offenen Oszillator (Antenne) von A. Slaby und mathematische Bestätigung von Sommerfeld und Abraham.

Es ist das Verdienst von A. Slaby, durch anschauliche Diagramme der Strom- und Spannungsverteilung in jener Zeit darauf hingewiesen zu haben, daß von einer derartigen Vorstellung keine Rede sein könne, daß vielmehr analog wie bei den Oszillatoren von Hertz ein richtiges Ausschwingen der Antenne vorhanden sei, gleichgültig, ob die Antenne ein äquivalentes Gegengewicht besitzt, oder ob sie statt dessen geerdet sei. Slaby stellte die Maxima

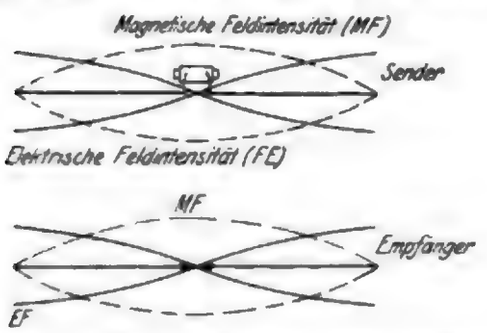


Abb. 18. Elektrische und magnetische Feldverteilung beim Oszillator und Resonator.

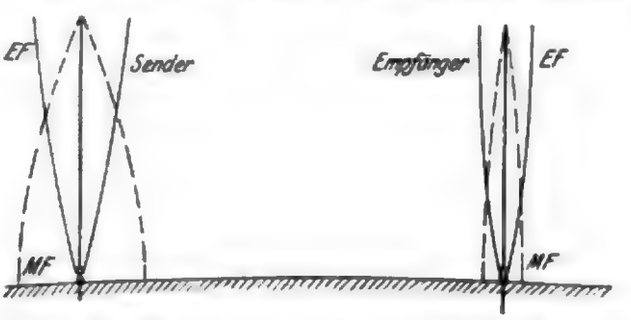


Abb. 19. Elektrische und magnetische Feldintensität beim Sender und Empfänger.

der elektrischen Feldintensität an den Antennenenden, das Maximum der Stromintensität an der Funkenstrecke, also in der Antennenmitte beim Sender und Empfänger fest (siehe Abb. 18). Er sprach ferner aus, daß man sich die geerdete, oder was dasselbe ist mit einem genügend großen Gegengewicht versehene Antenne Abb. 19 in zwei Teile zerlegt denken könne, von denen die Funkenstrecke als Mitte betrachtet, die eine Hälfte das Spiegelbild der anderen ist.

[1]) Siehe z. B. das D.R.P. Nr. 111578 von F. Braun vom 14. 10. 1898, in welchem drei Figuren überhaupt weder Erdung noch Gegengewicht zeigen und nur Fig. 4 einen Gegengewichtsansatz verrät. Selbst noch 1901 (Drahtlose Telegraphie durch Wasser und Luft) sagt Braun, daß beim Empfänger die Erdung nicht nötig sei und durch eine isolierte Drahtlänge ersetzt werden könne.

Digitized by Google

Gleichzeitig mit dieser Veröffentlichung bewies Abraham die Slabyschen Diagramme mathematisch exakt. Die Festlegung dieser Erkenntnis hat den Ingenieuren in der Folgezeit vorzügliche Dienste geleistet.

Einführung der Abstimmung in die Technik der drahtlosen Telegraphie. Wortlaut aus dem Marconischen Fundamentalpatent. Fassung des Abstimmungsgedankens von A. Slaby.

Als einer der wichtigsten Merksteine in der Entwicklung der drahtlosen Telegraphie muß die Einführung der „Abstimmung" angesehen werden, da nur durch sie der Maximaleffekt beim Sender und Empfänger erzielt werden konnte, infolgedessen auch nur auf diese Weise große Reichweiten herzustellen waren.

Zwar hatte, wie bereits oben bemerkt, schon O. Lodge (1889/90) die ersten eingehenden Untersuchungen über das Resonanzsystem oder die „Syntonik" angestellt. Auch hatte Lodge in seinen späteren Darstellungen und Patentschriften immer wieder das Resonanzprinzip betont. Trotzdem war es Marconi vorbehalten, dasselbe in die drahtlose Praxis einzuführen. Die wesentlichsten Gesichtspunkte finden sich in seinem britischen Patent Nr. 7777/1900 zusammen mit der Darlegung der Schwingungsvorgänge im offenen und geschlossenen Resonanzkreise für gekoppelte Sender und Empfänger. Die betreffende Stelle lautet wörtlich folgendermaßen:

„Um die zweite der eingangs erwähnten Voraussetzungen einer hohen Leistung zu erfüllen, müssen nicht nur Geber und Empfänger gleichgestimmt (synton) sein, sondern es müssen auch sowohl an der Gebe- als auch an der Empfangsstelle die primäre und die sekundäre Leitung des Umformers gleichgestimmt sein, indem das Produkt von Selbstinduktion und Kapazität für die vier inbetracht kommenden Leitungen denselben Wert hat."

Auch von A. Slaby ist der Resonanzgedanke in jener Zeit klar ausgesprochen worden, und die von ihm im Winter 1900/01 angegebene Fassung ist auch heute noch von größter Aktualität, gegen welche leider noch manchmal verstoßen wird.

Die Slabysche Fassung lautet:

„Jeder Draht gerät durch irgendwelchen elektrischen Anstoß immer in solche Schwingungen, daß an seinen freien Enden Spannungsbäuche sind. Am stärksten werden diese Schwingungen, wenn bei den auftreffenden Wellen Resonanz vorhanden ist, d. h. wenn die auftreffenden Wellen dieselbe Schwingungsdauer haben wie die Eigenschwingung des Drahtes."

Eine Reihe weiterer Fortschritte war durch die Einführung des Resonanzgedankens ermöglicht.

Mehrfachtelegraphie von G. Marconi und Slaby-Arco.

Hierzu gehört die Mehrfachtelegraphie, wobei es Marconi und unabhängig von ihm Slaby-Arco unter Verwendung einer und derselben Antenne mittels mehrerer, an diese Antenne angeschlossener Kreise gelang, mehrere Telegramme von verschiedener Wellenlänge gleichzeitig zu empfangen.

Die klassische Anordnung von Slaby-Arco gibt schematisch Abb. 20 wieder. An dem 70 m hohen Schornstein der elektrischen Zentrale Berlin (Berliner Elektrizitätswerke), Schiffbauerdamm war einerseits an einem Ausleger der Sendedraht *a* angebracht, welcher mit dem geschlossenen Funkenschwingungskreis *b* galvanisch gekoppelt war.

Für den Empfang diente andererseits der direkt am Schornstein angebrachte Blitzableiter *c*. Am Erdungspunkt war die Spule *e* (auf 70 m abgestimmt) und die beiden Empfangszweige *f*, *g* und *h*, *i*, *k* abgezweigt. Der obere Zweig diente für den Empfang von Niederschöneweide, wobei die Multiplikatorspule *f* auf $\lambda = 280$ m abgeglichen war, während der untere Zweig, welcher auf $\lambda = 600$ m

Digitized by Google

abgeglichen war, für den gleichzeitigen Empfang von Charlottenburg diente (die Spule *h* war auf 160 m, die Multiplikatorspule *i* auf 600 m abgeglichen); *g* und *k* waren Kohärer.

Obgleich der größte Teil der ankommenden Schwingungsenergie nutzlos im Schornstein (Glanzruß!) zur Erde abgeleitet wurde, und obgleich infolge der fast völlig eingebauten Luftleiter sowohl auf den Senderseiten wie auf der Empfangsseite nur die äußersten Luftleiterspitzen für die Strahlung und das Auffangen der Wellen inbetracht kamen, und obwohl ferner die Absorption der kleinen Wellen, welche über den größten Teil Berlins gehen mußten — die Entfernung zwischen der elektrischen Zentrale und Charlottenburg betrug 4 km, zwischen der Zentrale und Oberschöneweide 15 km — eine sehr starke war, war die Telegrammaufnahme eine absolut einwandfreie. Die Photographie der damals aufgenommenen Originaltelegramme zeigt Abb. 21.

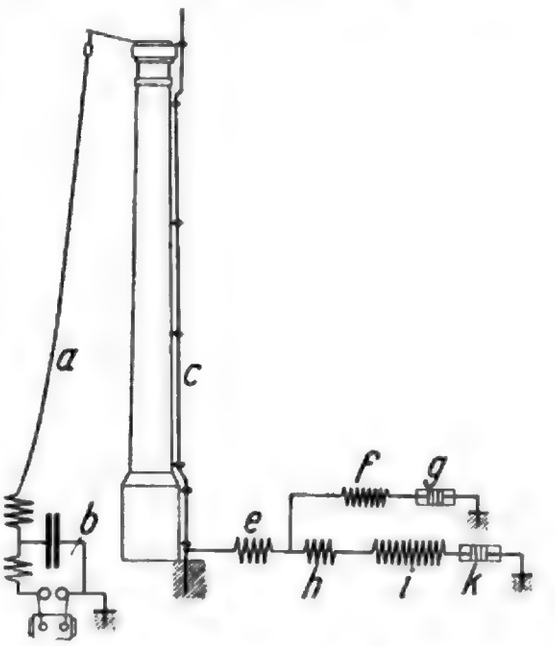


Abb. 20. Anordnung für Mehrfachtelegraphie von Slaby-Arco.

Abb. 21. Proben aus den Morsestreifen beim Mehrfachempfang.

Weitere Steigerung der Senderenergie durch Induktorresonanz.

Ferner war eine Steigerung der Senderenergie ermöglicht durch die sogenannte „Resonanz-Induktorschaltung", wobei nicht bei jedem Maschinenwechsel, sondern jedesmal erst nach Aufschaukelung der Energie, also etwa nach jeder dritten Periode des Maschinenschaltstroms der Funkenübergang stattfand, so daß sich die Funkenstrecke inzwischen abkühlen und wieder gut entionisieren konnte.

Versuch, die Senderenergie beliebig zu steigern durch die „Energieschaltung" von F. Braun.

In diesem Zusammenhang verdient der Gedanke der Braunschen Energieschaltung Erwähnung, wenn er auch zu einem technisch befriedigenden Ergebnis nicht geführt hat, da es nicht gelang die hierfür in Mehrzahl benutzten Leydenerflaschenkreise synchron und phasengleich arbeiten zu lassen.

Immerhin führt die weitere Entwicklung des Energieschaltungsgedankens zu dem durch eine unterteilte Funkenstrecke erregten Schwingungskreis, und es erscheint als wahrscheinlich, daß bei einigen dieser Anordnungen, bei denen besonders große Hochfrequenzenergien erzielt wurden, die Kopplung mit der Antenne zufällig für die Erzielung des „Stoßphänomens" richtig gewählt worden ist.

Digitized by Google

Vorläufer der Wellenmesser der drahtlosen Technik. Lechersches Paralleldrahtsystem. Geschlossener kalibrierter Schwingungskreis von Bjerknes.

Die Meßtechnik und auch die Intensitätsbestimmungen befanden sich in jenen ersten Zeiten der drahtlosen Technik auf einem sehr niedrigen Niveau. Wurden doch selbst quantitative Vergleichsversuche mit auf verschiedene Empfindlichkeit abgestuften Kohärern ausgeführt!

Von größter Bedeutung war die Schaffung und Einführung der „Wellenmesser" in die drahtlose Telegraphie.

Auch hier waren schon Vorläufer vorhanden. Lecher hatte bereits 1890 sein Parallel-Drahtsystem gefunden, in welchem er stehende elektrische Schwingungen erzeugte, welches allein mit Recht den Namen „Wellenmesser" führt und auch heute noch als das Standard-Eichsystem mindestens für kleine Wellenlängen für andere Frequenzmesser angesehen werden kann.

Ferner hatte Bjerknes 1895 auch schon einen geschlossenen Schwingungskreis für Wellenmessungen und Dämpfungsbestimmungen angegeben. Dieser Kreis war bereits veränderlich, kalibriert und mit einem Strom- und Spannungsindikator für Maximal- und Integraleffekt verbunden.

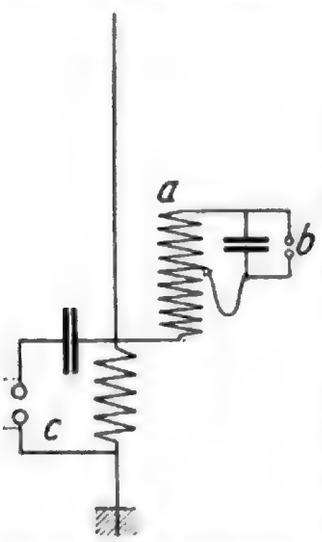


Abb. 22. Wellenmesser-Resonatorspule von Arco.

Arcosche Resonatorspule.

Aber erst durch die Einführung des Abstimmungsgedankens durch Marconi war die Aera der drahtlosen Wellenmessung eröffnet worden. Eigentümlicherweise fand zunächst nicht ein geschlossener Schwingungskreis, sondern vielmehr eine Abstimmspule, die sogenannte Resonatorspule in der drahtlosen Technik durch Graf Arco Anwendung. Die Spule *a* wurde, wie dies etwa Abb. 22 zeigt, mit dem Sender *c* einpolig verbunden. Die Spulenwindungszahl war veränderlich durch einen Schiebekontakt, und sobald sich der eingeschaltete Spulenbetrag mit den Senderschwingungen in Resonanz befand, war der Funkenübergang in der kleinen Funkenstrecke *b* ein Maximum. Die Spule konnte in Wellenlänge geeicht werden und fand nicht nur beim Sender, sondern in ähnlicher Ausführung auch für Empfängerabgleichungen Anwendung.

Braunscher Resonanzschwingungskreis für den Empfänger.

Zu erwähnen sind ferner im direkten Zusammenhang mit dem Abstimmungsgedanken die Braunschen Empfängeranordnungen, bei denen in die Antenne ein geschlossener Schwingungskreis (1900) eingeschaltet wurde, welcher nur Schwingungen der jeweilig gewünschten Wellenlänge „aussieben" und dem Kohärer zuführen sollte. Die nach diesen Prinzipien gebauten Empfänger zeigten infolge ihrer Resonanzfähigkeit eine erhebliche Überlegenheit gegenüber den älteren Empfangsapparaten und sind in ihrem Grundgedanken so lange verwendet worden, als man Kohärer bzw. Kristalldetektoren benutzt hat.

Tertiärkreissystem (Aussiebesystem) von R. A. Fessenden. Befreiung von atmosphärischen Störungen.

Später und zwar etwa 1904 hat Fessenden bereits unter Benutzung des Prinzips der „losen Kopplung" den „Aussiebegedanken" noch weiter entwickelt, und mit dem Sekundärsystem ein Tertiärsystem oder noch weitere abgestimmte

Digitized by Google

Kreise lose gekoppelt. Mit dem letzten Kreis wird der Detektor verbunden. Wenn man auch bei jedesmaliger Energieübertragung von einem System auf das nächste, selbst wenn man die Kreise schwach gedämpft gestaltet, etwas Energie verliert, so ist dennoch dies ein Weg, um im wesentlichen von atmosphärischen Störungen und von Schwingungen nicht gewünschter Stationen frei zu kommen.

Versuche zur Unschädlichmachung atmosphärischer Störungen.

Die außerordentliche Bedeutung der atmosphärischen Störungen mußte sich natürlich gerade im Anfangsstadium der drahtlosen Telegraphie bei den primitiven Schaltungen und Einrichtungen und bei Betrieb mit seltenen Funken und Kohärerempfang besonders bemerkbar machen. Schon ca. 1899 wandte daher die funkentelegraphische Abteilung der AEG (Slaby-Arco) ihr größtes Augenmerk der Unschädlichmachung der atmosphärischen Störungen zu, die im Kohärer-Morseschreiber etwa denselben Effekt hervorriefen wie die ankommenden Telegraphierzeichen, und zwar in der Hauptsache durch geeignete Schaltungen, welche unbewußt auf Sekundärkreisempfang, stellenweise sogar Tertiärkreisempfang hinausliefen. Eine derartige damals beliebte Schaltung, welche verhältnismäßige Störungsfreiheit ergeben haben soll, gibt Abb. 23 wieder. Die Abgleichung der Spulen b c, welche „Spannungsmultiplikatoren" genannt werden, ist derart, daß der Kohärer im Spannungsbauch der sich ausbildenden Schwingung liegt.

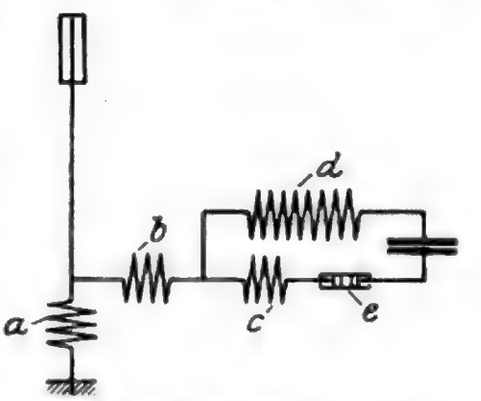


Abb. 23. Kohärer-Sekundärkreisschaltung von Slaby-Arco.

Konstruktive Verbesserungen der drahtlosen Apparate durch A. Koepsel (Braun-Siemens und Halske). Konstruktion des Drehplattenkondensators.

Während nun den von Marconi gebauten Apparaten noch gewisse Mängel anhafteten und sie trotz ihrer meist vorhandenen großen elektrischen Güte lediglich als physikalische und nicht als technische Apparate, die man auch weniger gut vorgebildetem Personal anvertrauen konnte, anzusehen waren, gelang es A. Koepsel bei der Braun-Siemens-Gesellschaft bereits zu jener Zeit (1902) eine Reihe wirklich guter Hochfrequenzapparate zu konstruieren, bei denen sowohl in physikalischer als auch in technischer Hinsicht etwas Mustergültiges, zum Teil auch heute noch nicht übertroffenes geschaffen war.

Hier ist in erster Linie der zwar von D. Korda vorveröffentlichte, von Koepsel aber erst durchkonstruierte und in die Hochfrequenztechnik eingeführte Drehplattenkondensator zu nennen, der mit gewissen Abänderungen versehen auch jetzt noch als einer der wichtigsten Hochfrequenzkonstruktionen das Feld beherrscht; ferner sind Sende- und Empfangstransformatoren, Einkontaktfritter u. a. anzuführen.

Kontinuierlich veränderlicher Wellenmesser mit geschlossenem Resonanzsystem, Einstell- und Ablesevorrichtung mit Strommesser als erstes hervorragendstes drahtloses Meßinstrument von J. Zenneck, A. Koepsel, Franke-Dönitz.

Besondere Erwähnung verdient der erste physikalisch exakt arbeitende, technisch durchgebildete Wellenmesser, welcher aus einem geschlossenen Schwin-

Digitized by Google

gungskreis mit angekoppeltem Hitzdrahtluftthermometer bestand. Er verdankt seine Entstehung J. Zenneck in Straßburg 1900/02 und wurde darauf von A. Koepsel (1902) und später von Franke-Dönitz weiterhin ausgebildet.

Beginn der Meßmöglichkeit in der drahtlosen Technik.

Mit der Konstruktion dieses Wellenmessers (1902/03) hörte in der drahtlosen Telegraphie die Zeit des mehr oder weniger planlosen Herumprobierens auf, und es begann eine, wenn auch noch nicht mit hoher Genauigkeit arbeitende Meß- und damit Zweckmäßigkeitstechnik.

Fusionierung der Braun-Siemensgesellschaft mit der funkentelegraphischen Abteilung der A.E.G. und Gründung der Telefunkengesellschaft.

Einerseits infolge der Streitigkeiten, welche auf patentrechtlichem Gebiete zwischen der Braun-Siemens-Gesellschaft und der funkentelegraphischen Abteilung der A.E.G. (Slaby-Arco) bestanden und auch in wissenschaftlichen Zeitschriften insbesondere von F. Braun mit eigentümlicher Schärfe geführt wurden, und andererseits infolge des Wunsches, daß gerade die Leistungsfähigkeit dieses damals neuesten und sofort taktisch als wichtig erkannten Zweiges der Kriegsindustrie fortschreiten und nicht durch derartige Streitigkeiten beeinträchtigt werden sollte, wurden die beiden genannten Firmen zu einer gemeinsamen neuen Gesellschaft im Mai 1903 fusioniert. Diese erhielt den Namen Gesellschaft für drahtlose Telephonie Telegraphie m. b. H. „System Telefunken", mit dem Hauptsitz in Berlin. Sie ist somit die gemeinsame Tochtergesellschaft von Siemens und Halske und der A.E.G.

„Lose Kopplung" von M. Wien, Mandelstam und Brandes.

In weiterer Verfolgung des Resonanzgedankens wurde eine wichtige Entdeckung von M. Wien, nämlich die sogenannte „lose Kopplung" in die drahtlose Technik von Mandelstam und Brandes eingeführt. Durch eine entsprechende Bemessung der Kopplung, und zwar, indem man diese den jeweiligen Umständen entsprechend „lose" macht, d. h., indem man die Energiewanderung von einem System auf das nächste langsam gestaltete, war es möglich geworden, die Resonanzbedingungen in vollem Maße, insbesondere für den Empfang, nutzbar zu machen. Die damals (1904) unter Verwendung der losen Kopplung erzielte Störungsfreiheit war bereits als relativ gut zu bezeichnen.

Verwendung von etwa 20—50 Funken pro Sekunde und Wellenlängen bis zu etwa 1500 m.

Es war gelungen, die Funkenzahl bis auf etwa 50 in der Sekunde zu steigern, auch die Wellenlängenskala reichte Ende 1905 bis auf ca. 1500 m herauf.

Ersatz des Kohärers durch den elektrolytischen Detektor von G. Ferrié und W. Schlömlich.

Als großer Fortschritt war es (1903) ferner anzusehen, daß der zwar manchmal sehr empfindliche, aber nie recht zuverlässige Kohärer durch den elektrolytisch wirkenden Detektor von G. Ferrié und W. Schlömilch ersetzt wurde, der aus einer äußerst feinen Spitze eines Edelmetalls und einer plattenförmigen Gegenelektrode in angesäuertem Wasser besteht. Wenn dieser Detektor nicht gerade von starken atmosphärischen Störungen überreizt wurde, stellte er einen hochempfindlichen, im wesentlichen integrierend wirkenden Detektor der drahtlosen Telegraphie dar.

Digitized by Google

Magnetdetektor von Rutherford und Marconi.

Noch die Einführung eines anderen Detektors, nämlich des „Magnetdetektors" fällt in jene Zeit. Bei diesem wird die magnetische Induktion auf eine Spule, welche auf ein im Magnetfelde bewegtes Eisendrahtseil aufgewickelt ist, durch die aufgenommenen Schwingungen verändert.

Wegen der großen mechanischen Unempfindlichkeit dieses, keine besondere Wartung beanspruchenden Magnetdetektors von Marconi wird dieser auch heute noch manchmal gebraucht.

Nachteile der Funkensender mit seltenen Funkenentladungen.

Nach Einführung aller dieser Verbesserungen war man in der drahtlosen Nachrichtenübermittlung, welche zu jener Zeit mit Recht „Funkentelegraphie" benannt worden war, auf einem gewissen Höhepunkt angelangt, welcher nur überschritten werden konnte, wenn anstelle des die Antenne oder den geschlossenen Schwingungskreis zu Schwingungen anstoßenden Funkens eine andere Hochfrequenzerregung gesetzt wurde.

Die Funkenzahl war bei der bisherigen Methode der „seltenen Funken" („Knarrfunken") an sich begrenzt. Nach Erlöschen jedes Funkens verbleiben jedesmal leitende Elektronen zwischen den Funkenstreckenelektroden, so daß die Funkenstrecke erst nach relativ langer Zeit wieder nichtleitend wird. Es fand infolge dieses wenn auch nur sehr kurze Zeit dauernden Zustandes der Leitfähigkeit ein Zurückschwingen der Energie von der Antenne nach dem geschlossenen Kreise und darauf nach der Antenne und wieder zurück statt. Während dieses Zeitraumes, während dessen beide Systeme miteinander gekoppelt waren, (siehe Teil II, Technik der drahtlosen Telegraphie) war weder eine reine Abstimmung zu erzielen, noch konnte man die Funkenzahl und somit die Energie beliebig steigern.

Gründung, Erfolge und Weiterentwicklung der beiden amerikanischen drahtlosen Firmen: National Signaling Electric Co. und American de Forest Wireless Telegraph Co.

Auch in Nord-Amerika, welches für die industrielle Entwicklung der drahtlosen Telegraphie neben England und Deutschland als wichtigster Staat in betracht kommt, sind bereits damals eine Reihe leistungsfähiger Firmen ins Leben gerufen worden.

Unter diesen nehmen die National Signaling Electric Co., welche bis vor wenigen Jahren unter der technischen Leitung von R. A. Fessenden stand und die American de Forest Wireless Telegraph Co. den ersten Platz ein.

Insbesondere hat die erstere Gesellschaft einer großen Reihe hervorragender Erfindungen Fessendens zum Leben verholfen und die technische Entwicklung der drahtlosen Telegraphie weiter gefördert, wobei es allerdings den Anschein hat, als ob, wohl infolge des bereits damals heftigen Konkurrenzkampfes auf diesem Gebiete in den Vereinigten Staaten, die genannte Firma keine kaufmännischen Erfolge erzielen konnte.

Die de Forest-Gesellschaft ist unter Ausnutzung der in dieser Beziehung Vorteile bietenden amerikanischen Gesetzgebung seitdem unter ähnlichen Firmierungen verschiedentlich gelöscht und wieder neu gegründet worden; de Forest selbst hat der modernsten drahtlosen Technik auf dem Röhrengebiete zu mehreren ihrer hervorragendsten Erfolgen verholfen.

Digitized by Google

Vorkonferenz zur gesetzlichen internationalen Regelung der drahtlosen Telegraphie.

Für die Entwicklung und den Ausbau der drahtlosen Nachrichtenübermittlung war die Inangriffnahme einer gesetzlichen internationalen Regelung von großer Bedeutung. Die erste Konferenz, welche mehr den Charakter einer Vorbesprechung besaß, fand 1903 in Berlin statt.

D. Ungedämpfte Sender (Lichtbogenschwingungen und maschinell erzeugte Schwingungen), Funkensender mit gesteigerter Funkenzahl (rotierende Funkenstrecken, Stoßerregung) zwecks Erzielung eines musikalischen Tonempfangs. Detektor-, Tikker- und Schwebungsempfang, Röhrensender, Verstärkung der Empfangsschwingungen, Verbesserung der Störungsfreiheit (1906 bis zur Gegenwart).

Man suchte daher seit langem die Schwingungen möglichst kontinuierlich und ungedämpft zu gestalten, um reine, von keiner Dämpfungserscheinung und Rückwirkung beeinflußte einwellige Schwingungen zu erhalten.

Bemühungen, die disruptiven Entladungen, welche durch seltene Funken hervorgerufen wurden, durch kontinuierliche Schwingungen, die mittels eines Lichtbogengenerators erzeug twurden, zu ersetzen durch W. Duddell (1900).

Schon Duddell war es 1900 gelungen, unter Verwendung eines Lichtbogens derartige kontinuierliche Schwingungen zu erhalten. Er verwendete hierzu anstelle der Funkenstrecke einen elektrischen Lichtbogen, der von Gleichstrom gespeist wurde.

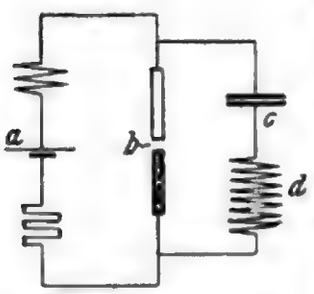


Abb. 24. Lichtbogenanordnung zur Erzeugung kontinuierlicher Schwingungen von W. Duddell.

Seine in Abb. 24 schematisch wiedergegebene Anordnung, in welcher *a* eine Gleichstromquelle, *b* ein Lichtbogen zwischen zwei Kohleelektroden, *c* ein Kondensator sehr großer Kapazität und *d* eine Selbstinduktionsspule ist, hatte aber zwei Nachteile. Einmal war die Schwingungsfolge nicht rasch genug, die Wellenlänge war also für den drahtlosen Verkehr viel zu groß, und zweitens war die mit dieser Anordnung zu erzielende Hochfrequenzenergie zu gering. Entzog man dem Lichtbogen etwas zuviel Energie, so setzte das Schwingungsphänomen sofort aus, und im allgemeinen erlosch der Lichtbogen sogar.

Weitere Lichtbogenversuche von Wertheim-Salomonsohn und Simon-Reich (1902).

Durch günstigere Versuchsbedingungen war es Wertheim-Salomonsohn etwas später gelungen, die Schwingungszahl wesentlich zu steigern, aber die Energie vermochte auch er mit seiner der Duddellschen ähnlichen Anordnung nicht zu steigern.

Nahe an dieser Lösung waren Simon und Reich im Jahre 1902. Sie erkannten bei ihren Untersuchungen über elektrische Schwingungsvorgänge gewisse Eigentümlichkeiten des Lichtbogens, welche ihn für die Schwingungserzeugung besonders geeignet machen sollte, aber auch sie haben den entscheidenden Gedanken der für die praktische Hochfrequenzerzeugung allein brauchbaren Anordnung nicht ausgesprochen.

Digitized by Google

Praktische Lösung des Lichtbogenproblems zur Schwingungserzeugung durch V. Poulsen (1903). Wasserstofflichtbogen in abgeschlossener Flammenkammer mit Magnetfeld und Elektrodenkühlung, wodurch kontinuierliche und ungedämpfte Schwingungen bis zu kleinen Wellen herunter und sehr großen Energien erreicht wurden. Verbesserung der Abstimmfähigkeit drahtloser Stationen, einfache und rasche kontinuierliche Wellenveränderung.

Dieses war erst Valdemar Poulsen (1902/03) vorbehalten. Poulsen ließ den Duddellschen Lichtbogen in einer Atmosphäre von Wasserstoff oder wasserstoffhaltigen Gasen brennen. Er umgab diese Anordnung mit einem abschließenden Gefäß, brachte ferner ein Magnetfeld so an, daß die Kraftlinien den Lichtbogen schnitten oder mit ihm parallel verliefen und kühlte im Bedarfsfalle eine oder beide Lichtbogenelektroden, von denen zweckmäßig eine aus Metall, die andere aus Kohle hergestellt sein sollte. Durch diese Kombination war mit einem Male alles erreicht, was jahrelang erstrebt worden war.

Der Poulsensche Lichtbogen, welcher vorzügliche resonanzfähige Schwingungen erzeugte, lieferte Energien bis zu vielen Kilowatt Schwingungsenergien und ließ eine Wellenskala von ca. 200 m bis 20000 m herauf und mehr erzeugen.

Es war somit eine Einrichtung geschaffen, bei welcher alle beim drahtlosen Sender erstrebten Vorteile fast mühelos erzielt wurden. Man hatte einen ungedämpften Sender, da von der Gleichstromquelle sofort die in Hochfrequenz umgesetzte und von der Antenne ausgestrahlte Energie nachgeliefert wurde und hatte somit eine fast vollkommene Resonanzfähigkeit (nur noch die Empfängerdämpfung kam inbetracht) und damit eine außerordentlich weitgehende Störungsfreiheit. Die Wellenveränderung, welche bei den Funkensendern bis dahin nur schwierig und kaum je rasch möglich war, konnte in einfachster Weise und mit handlichen Apparaten in wenigen Sekunden vorgenommen werden, da die auftretenden Spannungen gegenüber den Spannungen bei den alten Funkensendern sehr gering waren.

Möglichkeit der drahtlosen Telephonie durch den Poulsenschen Lichtbogengenerator.

Durch die Poulsensche Anordnung war nicht nur die drahtlose Telegraphie in eine neue bessere Bahn gelenkt, sondern man konnte gleichzeitig hiermit die drahtlose Telephonie ohne weiteres als gelöst betrachten, da es nur notwendig war, mit der Sendeantenne ein Mikrophon zu verbinden, welches beim Besprechen die ausgesandten Wellen im Rhythmus der Schallschwingungen veränderte. Für den Empfänger konnte eine der bekannten Empfangsschaltungen unter Verwendung eines Telephons und eines integrierenden Detektors ohne weiteres verwendet werden.

Energieschaltungen mit dem Poulsenschen Lichtbogengenerator von R. Hartenstein und R. Herzog. Wesentliche Steigerung des Wirkungsgrades.

Neuerdings ist es der Lorenz A. G. (R. Hartenstein) gelungen, sobald Antennen genügender Kapazität benutzt werden können, durch Parallelschaltung von Wechselstromwiderständen zum Lichtbogengenerator die Schwingungsenergie und den Wirkungsgrad ganz wesentlich zu steigern.

Die Schaltung ist z. B. derart, daß zwischen dem Lichtbogen und den Zuführungen zur Antenne und Erde je ein Blockkondensator eingeschaltet wird. Zwischen diesen Blockkondensatoren und der Antennen- bzw. Erdzuleitung ist sodann eine weitere Kapazität abgezweigt. Es wird somit aus dem Licht-

Digitized by Google

bogen, den beiden Blockkondensatoren und der Kapazität nebst den Zuleitungen ein nicht eigentlich schwingender Kreis gebildet.

Sofern man die richtigen Dimensionen wählt, ist es mittels dieser Anordnung möglich, sehr große Energien in der Antenne hervorzurufen und den Wirkungsgrad von etwa 20% auf 60% und mehr zu steigern.

Ein weiterer Vorteil dieser Methode ist der, daß die Antennenschwingungen einen sehr reinen sinusförmigen Verlauf zeigen, wie dies sonst nur bei Lichtbogengeneratoren für kleine Energien der Fall ist, welche kein magnetisches Transversalfeld besitzen.

Eine Weiterentwicklung des Energieschaltungsgedankens ist von R. Herzog (1918) angegeben worden, indem der Lichtbogengenerator auf eine Selbstinduktionsspule großer Induktanz arbeitet, von welcher die Antenne abgezweigt ist. Es wird hierdurch nicht nur der Wirkungsgrad des Lichtbogengenerators ähnlich wie bei der Hartensteinschen Schaltung ganz außerordentlich verbessert, sondern es wird ferner noch die Möglichkeit gegeben, den Lichtbogengenerator bis zu kleinen Wellen herunter, also mindestens bis auf 1000 m ev. bei noch kleineren Wellenlängen so ruhig brennen zu lassen, daß ein störungsfreier Schwebungsempfang auf der Empfangsseite möglich ist. Ein weiterer besonderer Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß die Antennengröße nicht mehr als wesentlich inbetracht kommt, insbesondere, daß man nicht an eine Antennenmindestkapazität gebunden ist.

Tikker und Tikkerschaltungen zum Empfang ungedämpfter Schwingungen von V. Poulsen und P. O. Pedersen. Steigerung der Abstimmschärfe und des Empfängerwirkungsgrades.

Die ungedämpften Lichtbogenschwingungen sind an sich im Empfangstelephon unhörbar, da nur bei jedem Einsetzen und jedem Aufhören infolge der Gleichrichtung der Schwingungen durch den Detektor die Telephonmembran angezogen und wieder losgelassen wird, wodurch nur ein knackendes Geräusch im Telephon entstehen würde, unabhängig, ob ein Strich oder Punkt des Morsealphabets gesendet wird. Infolgedessen schaltete Poulsen für den Empfang der kontinuierlichen Schwingungen in den Empfänger einen Unterbrecher (Tikker) ein, welcher sehr häufig in der Minute einen Kontakt öffnet und schließt. Die kontinuierlichen Schwingungen werden hierdurch in einzelne Gruppen zerlegt, so daß man sie im Telephon mit oder ohne Benutzung eines Detektors abhören kann. Diese Gruppen können in längere oder kürzere Abteilungen, Strichen oder Punkten des Morsealphabets entsprechend, geteilt werden, und es sind auf diese Weise Morsezeichen zu empfangen. Dadurch, daß der Tikker nur einen außerordentlich geringen Prozentsatz der Empfangsenergie verbraucht und fast den gesamten aufgenommenen Empfangsbetrag dem Telephon zuführt, arbeitet die Anordnung mit einer außerordentlich geringen Dämpfung. Die mit ihm zu erzielende Empfindlichkeit und Lautstärke ist etwa 4 bis 5mal derjenigen eines normalen Detektorempfangs überlegen.

Schnelltelegraphie mittels der vom Lichtbogengenerator erzeugten kontinuierlichen Schwingungen als wirksame Konkurrenz gegen die Kabeltelegraphie.

Der zweite, durch die kontinuierlichen Schwingungen ohne weiteres gegebene Vorteil war die Schnelltelegraphie. Mittels einer Unterbrechermaschine am Sender, welche im Rhythmus der Morsezeichen außerordentlich rasch arbeitete (ca. 200 Silben in der Minute), können ca. 10 bis 20mal soviel Worte in der Zeiteinheit übertragen werden als mit der Funkentelegraphie, bei der dieses u. a. an den hohen auftretenden Maximalspannungen, langen Zwischenräumen zwischen den Entladungskomplexen usw. scheitert.

Digitized by Google

In der drahtlosen Schnelltelegraphie war der Kabeltelegraphie ein gefährlicher Konkurrent durch die ungedämpften Schwingungen entstanden.

Geschäftliche Verwertung der Poulsenschen Erfindungen.

Die Poulsenschen Erfindungen wurden anfangs in Kopenhagen von einer unter Poulsens und Pedersens Leitung stehenden Versuchsgesellschaft ausgebildet.

Im Herbst 1906 wurde durch Lord Armstrong die „Amalgamated Radio-Telegraph Co. Ltd." gegründet, welche ihren Sitz in Berlin hatte. Diese Gesellschaft arbeitete anfangs zusammen mit den amerikanischen de Forest-Gesellschaften.

Nach kurzer Zeit, im wesentlichen herbeigeführt durch die englische und amerikanische Geschäftskrisis von 1907, liquidierte die Gesellschaft, und die weitere Ausbildung des Systems wurde von der Lorenz A. G. in Berlin erworben (R. Held, F. Walloch) und bewirkt.

Erste internationale Konferenz zur gesetzlichen Regelung der Anwendung drahtloser Telegraphie.

Auf Grund der im Jahre 1903 geleisteten Vorarbeiten fand 1906 in Berlin die erste tatsächliche internationale Konferenz statt, an welcher die Vertreter von 28 Staaten teilnahmen. Es wurden auf dieser Konferenz die prinzipiellen Fragen der internationalen drahtlosen Telegraphie geregelt. Das von England angestrebte Weltmonopol auch dieses Nachrichtenmittels wurde bereits auf dieser Konferenz im Keime erstickt.

Verbesserung der Funkentelegraphie durch Vergrößerung der Funkenzahl bis in den musikalisch hörbaren Bereich. Stoßsenderbestrebungen von Lodge, Cooper-Hewitt, Eichhorn und Brandes-Hahnemann.

Ein prinzipiell anderer Weg, die alte Funkentelegraphie zu verbessern, war der, daß man die Zeiträume, in welchen Primär- und Sekundärkreis miteinander gekoppelt waren, möglichst abzukürzen versuchte. Wir haben gesehen, daß bei den älteren gekoppelten Funkensenderanordnungen die Energie mehrere Male aus dem geschlossenen Schwingungskreis in die Antenne und zurück pendelte, und daß ein Schwingungsverlauf stattfand, welchen man in der Physik als „Schwebungen" bezeichnet. Abgesehen von der minderwertigen Abstimmungsfähigkeit eines derart arbeitenden Systems war es aber wegen des relativ langen Leitendbleibens der Funkenstrecke nicht möglich, die Funkenzahl beliebig zu steigern.

Es waren daher schon seit 1898 Bestrebungen im Gange, die Zeiten, in denen die Funkenstrecke leitend war, möglichst abzukürzen, und die Energie „stoßweise" vom geschlossenen Kreis auf die Antenne zu übertragen.

Es seien hier nur die Anordnungen von Lodge, Cooper-Hewitt, Eichhorn und Brandes-Hahnemann erwähnt. Letztere dachten allerdings nur daran, unter Einschaltung eines Widerstandes in das anstoßende System, Stoßschwingungen im wesentlichen für Meßzwecke der drahtlosen Technik zu erzeugen. Für rationell arbeitende Sender kamen diese letzteren Methoden überhaupt nicht inbetracht, da teils die Energie bei den bisher bekannt gewordenen Unterbrechern zu gering war (Lodge-Eichhorn), oder durch Einfügen eines besonderen Widerstandes in den Erregerkreis zu viel Energie verloren ging (Brandes-Hahnemann).

Digitized by Google

Löschfunkenstrecke und Stoßsenderanordnung von M. Wien (1906). Zwischenkreisanordnung.

Im Jahre 1906 hat sodann Max Wien in Form einer Funkenstrecke mit geringem Elektrodenabstand und bei Anwendung einer bestimmten Kopplung zwischen anstoßendem und angestoßenem System das für die Technik bis heute brauchbarste Mittel angegeben, vorzügliche Stoßschwingungen zu erzielen. Diese Anordnung, welche in Abb. 25 links wiedergegeben ist, besitzt außer der auf einen sehr geringen Elektrodenabstand (ca. 0,2 mm) eingestellten Funkenstrecke *a* noch zwei weitere Kennzeichen. Es muß der die Funkenstrecke enthaltende Kreis, also der Stoßkreis *b*, stärker gedämpft sein als der anzustoßende Kreis *c*, und ferner muß die Kopplung zwischen beiden einen bestimmten günstigsten Wert und zwar etwa 20% besitzen.

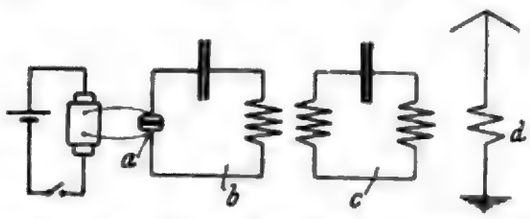


Abb. 25. Wiensche Fundamentalanordnung für Stoßerregung mit Zwischenkreis.

Wien hatte ursprünglich seine Anordnung gemäß Abb. 25 gestaltet, da hierbei der Zwischenkreis *c* eine fast beliebig herabzudrückende Dämpfung besitzen und die Antenne *d* stark gedämpft sein konnte.

Später fand man, daß bei passender Wahl der Dimensionen der Zwischenkreis *c* fortfallen konnte, insbesondere bei den meist verwendeten relativ schwach gedämpften Schirmantennen.

Ausbildung des Wienschen Verfahrens durch Telefunken. Musikalischer Tonempfang. Verbesserung der Abstimmung und Vergrößerung der Störungsfreiheit.

Das Wiensche Verfahren ist zuerst von der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie in elektrischer und konstruktiver Hinsicht ausgebaut und vervollkommnet worden, und es ist ohne weiteres gelungen, die Funkenzahl auf etwa 500 bis 1000 in der Sekunde und mehr zu steigern, so daß im Empfangstelephon ein „musikalischer Ton" entsteht. Die Tonhöhe hängt hierbei im wesentlichen nur von der Periodenzahl der speisenden Wechselstrommaschine ab. Selbstverständlich sind derartige musikalische Töne, namentlich, wenn sie hoch und rein sind, besser durch atmosphärische Störungen und auch andere nicht gewünschte Sender hindurchzuhören, als dies bei den alten sogenannten „Knarrfunken" der Fall war. Außerdem ist bei dieser Anordnung die Abstimmung wesentlich besser geworden. Die Reichweite einer tönenden Station hängt im übrigen direkt von der „Tonreinheit" ab.

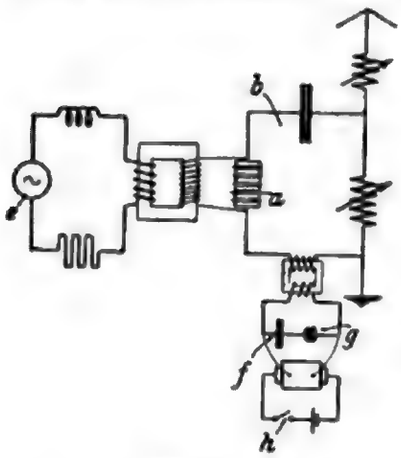


Abb. 26. Hilfszündung von Telefunken beim tönenden Funkensystem.

Anordnung der „Hilfszündung" von Telefunken.

Erwähnenswert ist die von der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie 1911 gefundene „Hilfszündung", da hierdurch in besonderem Maße in betriebssicherer Weise ein hoher und reiner Ton im Empfangstelephon hervorgerufen werden kann. Eine beispielsweise Schaltung hierfür gibt Abb. 26 rechts wieder. Es wird die Löschfunkenstrecke *a* durch eine ihr aufgedrückte Hilfsspannung schon früher zum Einsetzen gebracht als der Spannung der

Digitized by Google

Speisestromquelle e bzw. dem im Schwingungskreis b liegenden Kondensator entspricht. Hierbei kann die Hilfskapazität f des mit b gekoppelten Hilfskreises g, der zweckmäßig mit dem Hauptarbeitskreis in Resonanz ist, klein sein, so daß von diesem keine sehr wesentliche Energie verbraucht wird.

Der Löscheffekt der Funkenstrecke a kann so verbessert werden, daß man den Schwingungsvorgang im Hauptkreise fast an jeder Stelle sogar schon nach der ersten Halbschwingung zum Verlöschen bringt. Durch Wahl eines sehr rasch arbeitenden Unterbrechers h kann man alsdann die Funkenzahl und damit auch die Tonvariation beliebig einregulieren.

Funkenstreckenkonstruktion mit Löschwirkung von E. v. Lepel.

Diese Fortschritte waren ohne weiteres ermöglicht, nachdem v. Lepel (1907) eine besonders geeignete Funkenstreckenkonstruktion angegeben hatte. Bei dieser war der Funkenraum dicht gegen die Außenluft abgeschlossen (wie beim Poulsenschen Lichtbogengenerator), und es war der Abstand zwischen den Elektroden sehr klein gegenüber ihrer Oberfläche.

Vieltonschaltung mit bequem veränderlichem Senderton.

v. Lepel und Burstyn haben noch eine andere später von der Lorenz A. G. technisch weiter ausgebildete Verbesserung angegeben, welche darin besteht, daß zu der beschriebenen Entladestrecke e nicht wie gewöhnlich nur ein Schwingungskreis sondern vielmehr zwei Kreise parallel geschaltet werden (Abb. 27). Der eine Kreis ab arbeitet hierbei als Duddellscher Schwingungskreis, indem er Schwingungen von mehreren hundert km Wellenlänge, welche direkt akustisch wahrnehmbar sind, herstellt; der zweite parallel geschaltete Kreis cd wirkt als Stoßkreis für die Antenne und erzeugt Schwingungen der Wellenlänge, welche ausgestrahlt werden sollen. Es findet jedesmal ein Schwingungsvorgang und damit ein Anstoßen der Antenne statt, sobald der Duddellkreis in Tätigkeit ist. Die Tonhöhe hängt hierbei nur von den Größen der Kapazität und Selbstinduktion des Duddellkreises ab. Es kann daher die Speisung entweder mit Gleichstrom (s. Abb. 27) oder mit niederfrequentem Wechselstrom erfolgen. Durch einfache Regulierung der Kapazität a oder der Selbstinduktion b des Duddellkreises ist es möglich, die Frequenz des Duddellkreises und damit den im Empfänger erzeugten Ton beliebig zu verändern.

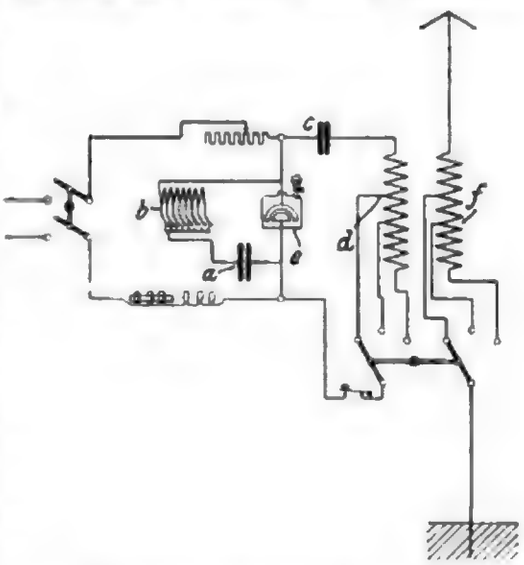


Abb. 27. Vieltonschaltung von v. Lepel-Burstyn und Lorenz A.G.

Bei der Anordnung der Lorenz A. G. werden sowohl im Duddellkreise, als auch im Stoßkreise ungedämpfte Schwingungen, sogenannte „Lichtbogenschwingungen zweiter Art" erzeugt, so daß sowohl die Tonreinheit, als auch die Abstimmschärfe eine sehr gute ist.

Verbesserung des gekoppelten Funkensenders und Erzeugung eines musikalischen Tonempfanges durch rotierende Funkenstrecken von R. A. Fessenden und G. Marconi.

Marconi, welcher gleichfalls sein altes Funkensystem wesentlich verbessert hatte, erreichte dies in der Hauptsache dadurch, daß er die Elektroden der Funken-

strecke rotieren ließ. Er erhielt infolgedessen ein gutes Abreißen des Schwingungsvorganges, und es war ihm möglich, die Funkenzahl und damit die Energie außerordentlich zu steigern. Nahezu alle großen und mittleren Marconistationen arbeiten mit derartigen rotierenden Funkenstrecken, so auch die neueste Station Carnarvon, deren Hauptverkehrswelle etwa 12000 m zu sein scheint, mit gutem Ton.

Eine ähnliche Anordnung dürfte fast gleichzeitig von Fessenden etwa um 1905 vorgeschlagen und im großen ausgeführt worden zu sein. Die mit dem Fessendenschen rotierenden Funkensender ausgerüsteten Stationen sind wohl die ersten gewesen, die einen Ton im Telephon des Empfängers hervorgerufen haben.

Anordnungen, um auf maschinellem Wege ungedämpfte Senderschwingungen zu erzeugen. Prinzipielle Schwierigkeiten, hochfrequente Schwingungsenergien direkt in einer Maschine zu erzeugen.

Auch die Erzeugung kontinuierlicher Schwingungen ist nicht allein auf den Poulsenschen Lichtbogen beschränkt geblieben, obwohl dieser selbst für große Leistungen an Einfachheit der Bedienung und der verwendeten Mittel nicht übertroffen ist. Man hat, und zwar mit gutem Erfolge, versucht, kontinuierliche Schwingungen direkt auf maschinellem Wege zu erzeugen und ohne einen gaselektrischen Hochfrequenzerzeuger (Funkenstrecke, Lichtbogen, Glimmstromentladestrecke usw.) anzuwenden.

Wenn man sich vergegenwärtigt, daß, um eine Wellenlänge von 10000 m = $3{,}10^4$ Perioden pro Sekunde zu erhalten, bei einer Polteilung in der Maschine von nur 5 mm man bereits eine relative Umfangsgeschwindigkeit von Rotor gegen Stator von 300 m in der Sekunde benötigt, wenn man ferner inbetracht zieht, daß, um genügende Kraftlinienzahl und hinreichenden Kupferquerschnitt in der Wicklung zu erhalten, die Polteilung nicht kleiner als eben 5 mm zu wählen ist und hierbei der Abstand zwischen Rotor und Stator sehr klein sein muß, um eine genügende Induktion zu erhalten, ohne daß ein Schleifen eintreten darf, so überblickt man in vollem Umfange die sich darbietenden enormen konstruktiven Schwierigkeiten. Hierbei kommt noch die weitere Erschwernis hinzu, daß Verluste durch Hysteresis und Wirbelströme nach Möglichkeit vermieden werden müssen, daß daher nur fein unterteilte Kupferleiter und nur möglichst dünne Eisenbleche (unter 0,05 mm Stärke) verwendet werden können, welche, um genügende Festigkeit bei den hohen Umfangsgeschwindigkeiten zu erzielen, ganz besondere Konstruktionsformen erforderlich machen, um insbesondere die bei den hohen Umfangsgeschwindigkeiten (< 200 m/sek) hervorgerufene hohe Luftreibung zu vermindern.

Trotzdem ist es gelungen, auf drei grundsätzlich voneinander verschiedenen Wegen in brauchbarer Weise unter Verwendung von Hochfrequenz oder Mittelfrequenzmaschinen elektromagnetische Schwingungen zu erzielen.

Erste Versuche und Hochfrequenzmaschinen von Tesla ($\sim$ 1892), Fessenden (1904/05) und Alexanderson (1906).

Die ersten, nach durchaus erwähnenswerten, wenn auch nicht ganz geglückten Vorversuchen von Tesla ($\sim$ 1892), welchen dieses gelang, waren Fessenden (etwa 1904/05) und Alexanderson bei der General Electric Company (1906) in Amerika. Sie benutzten eine Maschine nach dem „Induktortyp". Eine Eisenscheibe gleicher Festigkeit, deren seitliche Peripherieränder gezahnt sind, rotiert im Felde einer Ringspule, welche in einem die Scheibe umfassenden Gehäuse eingebettet ist. Das Gehäuse besitzt entsprechend den Zähnen der rotierenden Scheibe Vorsprünge, und auf diese ist die Ankerwicklung aufge-

Digitized by Google

bracht. Die durch die Ringspule erzeugten Kraftlinien erfahren nun durch die Rotation der Zahnradscheibe eine periodische Beeinflussung und induzieren in den Ankerwicklungen eine elektromotorische Kraft. Die Wellenlängen der so erzeugten Schwingungen entsprechen direkt dem Produkt von Zahnzahl und Tourenzahl in der Sekunde.

Hochfrequenzmaschine nach dem Reflexionsprinzip von R. Goldschmidt.

Die in zeitlicher Reihenfolge zweite Hochfrequenzmaschinenkonstruktion ist die von R. Goldschmidt (1908). Bei dieser ist das sogenannte „Reflexionsprinzip" benutzt. Die Wechselstromenergie reflektiert zwischen Rotor und Stator und zurück unter jedesmaligem Durchlaufen von auf die betreffende von Stufe zu Stufe größer werdende Periodenzahl abgestimmten Resonanzkreisen. Bei jedesmaliger Reflexion wird eine Frequenzverdoppelung erzielt.

Die in Deutschland und Amerika errichteten beiden Großstationen in Eilvese und Tuckerton, in welche Reflexionsmaschinen eingebaut wurden, haben gute Resultate ergeben.

Maschinelle Erzeugung ungedämpfter Schwingungen mittels statischer Hochfrequenztransformatoranordnungen, beruhend auf dem Frequenzsteigerungsprinzip von Epstein (1902), Joly und Valauri (1910 und 1911), in der Praxis zuerst verwertet von Telefunken (1913).

Das dritte Prinzip, bei welchem ruhende Transformatoren verwendet werden, ist an die drei Namen: Epstein, Joly und Valauri geknüpft. Es ist für die Zwecke der drahtlosen Nachrichtenübermittlung insbesondere von Telefunken weiter ausgebildet worden.

Der Gedankengang bei der Benutzung ruhender Transformatoren unter Verwendung der Schaltung von Epstein (1902) ist entsprechend Abb. 28 kurz folgender: *a* und *b* sind die Niederfrequenzwicklungen zweier ruhender, sogenannter „statischer Transformatoren", deren Wicklungssinn entgegengesetzt gerichtet sein kann. Notwendig ist indessen nur, daß in irgend einer Weise eine Unsymmetrie in den Kernen erzeugt wird. Auf den anderen Transformatorschenkeln sind die Hilfswicklungen *c* und *d*, welche von einer Gleichstromquelle *e* gespeist werden, außer den Hochfrequenzspulen *f* und *g*, die direkt im Luftleiter liegen können, aufgebracht.

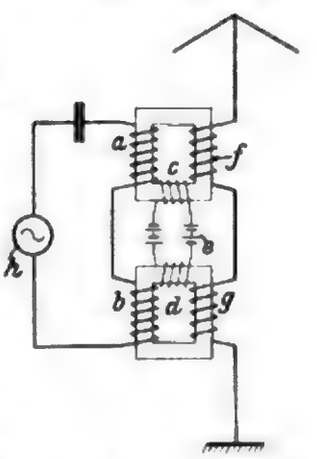


Abb. 28. Hochfrequenztransformatorschaltung nach Epstein.

Die Funktion dieser verschiedenen Wicklungen ist folgende:

Die Transformatorkerne werden durch die Spulen *c* und *d* gesättigt. Sobald nun Wechselstrom einer bestimmten Frequenz ν in den Wicklungen *a* und *b* erzeugt wird, wird dessen Amplitude durch den vorhandenen Gleichstrom und dessen Richtung in seinem zeitlichen Verlaufe teils verstärkt und teils geschwächt. Man erhält mit anderen Worten einen durch den Gleichstrom entsprechend veränderten Wechselstrom, und zwar besitzt die Stromkurve von *a* gerade ein Minimum, wenn die von *b* ein Maximum aufweist und umgekehrt.

Die auf die Kerne aufgebrachten Spulen *f* und *g* erfahren demnach eine Induktion, welche sowohl die Induktionsmaxima und Minima von Spule *a* als auch von Spule *b* besitzt. Man hat somit in *f* und *g* die doppelte Anzahl Maxima und Minima, d. h. man hat die doppelte Frequenz gegenüber der Speisefrequenz.

Digitized by Google

Selbstverständlich kann man, soweit es der Wirkungsgrad, der bei ruhenden Transformatoren recht hoch sein kann, zuläßt, beliebig oft die Transformatorschaltung wiederholen und auf diese Weise hohe Frequenzen im Schwingungskreis (Luftleiter) erzielen.

Joly und Valauri haben die Epsteinsche Methode weiter ausgebildet, indem sie z. B. die Windungszahl der Spulen *a* und *b* so wählten, daß von Spule *a* die magnetische Induktion im Eisen sehr klein war, von Spule *b* sehr groß. Man erhält alsdann in den Wicklungen *f* und *g* eine erheblich höhere Frequenz, und zwar kann man die Verhältnisse so wählen, daß in diesen Spulen eine dreimal so hohe Frequenz als in *a* und *b* hervorgerufen wird.

Kombination einer Hochfrequenzmaschine mit ruhenden Transformatoren als günstigste Anordnung.

Eine besonders günstige Vereinigung von Transformatoren und Speisestromquelle ist die, daß man anstelle der bisher betrachteten Mittelfrequenzmaschine *h* zur Speisung des oder der Transformatoren (Abb. 28) eine Mittelfrequenz bzw. Hochfrequenzmaschine, also eine solche über etwa 5000 Perioden wirkende benutzt, da man auf diese Weise den bestmöglichen Wirkungsgrad verbunden mit der größten Betriebssicherheit erzielen kann.

Vervierfachungstransformatorschaltung von K. Schmidt (Lorenz A. G.).

Neuerdings (1915) ist es auch gelungen, eine direkte Vervierfachung, sogar eine Verachtfachung in jeder Stufe mit gutem Wirkungsgrad zu erzielen. Die Schaltungsanordnung gleicht im wesentlichen der von Joly und Valauri angegebenen. Indessen ist sowohl die Magnetisierung der Transformatoren als auch die Abstimmung, insbesondere des Nutzstromkreises (Antenne) so gewählt, daß direkt eine Vervierfachung erzielt wird.

Offenbar rührt die günstige Wirkung des Phänomens daher, daß eine Art Schwungradwirkung des Nutzstromkreises (der abgestimmten Antenne) stattfindet, indem eine Magnetisierungsunterstützung durch den Antennenstrom selbst erfolgt.

Fortschritte auf dem Empfangsgebiet. Empfänger für Hörempfang im musikalischen Tongebiet. Rasch rotierender Tikker und Seitenunterbrecher für tönenden Empfang. Nachteile dieser Anordnungen.

Nachdem somit die wichtigsten neueren Hochfrequenzerzeuger betrachtet wurden, sind noch einige Worte über die weiteren Fortschritte auf dem Empfängergebiete zu sagen.

Wir haben oben gesehen, daß der anfangs allein benutzte Kohärer, der auf die erste Schwingungsamplitude ansprach, durch den im wesentlichen integrierend wirkenden elektrolytischen Detektor (1903) ersetzt wurde, und daß später (1905) außer dem Magnetdetektor als außerordentliche Empfangsverbesserung der Tikker als Indikator hinzukam.

Hiermit ist aber die Zahl der modernen Detektoren keineswegs erschöpft. Wenngleich der Tikker bis in die neuste Zeit hinein der empfindlichste Empfangsapparat war, so hat er doch den Nachteil, daß man mit ihm einen Tonempfang nicht ohne weiteres ausführen kann. Zwar ist man in der Lage, den Tikkerkontakt in Form eines rasch rotierenden Rades mit Gegenkontakt auszubilden und z. B. die Zahnzahl und Umdrehungsgeschwindigkeit so zu steigern, daß der Empfang tönend wird, was man übrigens auch mit gewissen Seitenunterbrechern erzielen kann. Das hat aber den Nachteil, daß man alle

Digitized by Google

empfangenen Schwingungen der betreffenden Wellenlänge tönend machen und die mit gleichen Wellenlängen arbeitenden Stationen nicht mehr auseinander hören kann. Auch ist es nicht ausgeschlossen, daß auf diese Weise gewisse atmosphärische Störungen sich als tönender Empfang bemerkbar machen.

Anwendung der Kristall- oder Mineraldetektoren (Kontaktdetektoren mit elektrolytischen bzw. Thermowirkungen).

Infolgedessen hat eine andere Art von Detektoren sich gerade für den Empfang von tönenden Funkensendern bahngebrochen, und zwar die Kristall- oder Mineraldetektoren, welche in der Zeit von ca. 1906 bis 1918 vollkommen das Empfangsgebiet beherrscht haben und erst neuerdings mehr und mehr durch Röhren (Audions) abgelöst werden. Die Kristalldetektoren bestehen darin, daß ein Material (z. B. Tellur, Aluminium), welches mit einem anderen geeigneten Kontaktmaterial (z. B. Zinkoxyd, Bleiglanz) eine wellenempfindliche Kontaktstelle bildet, für den Detektor in der Weise gewählt wird, daß das eine als Spitze, das andere als gegen diese Spitze anliegende oder gegengedrückte Platte benutzt wird. Diese wellenempfindliche Kontaktstelle wirkt bei den meisten Kombinationen im wesentlichen als Thermoelement mit Ventilwirkung, indem die erzeugte Energie nur in einer Richtung durch die Kontaktstelle hindurchgelassen wird.

Der Vorteil dieser Detektoren ist der, daß sie einfach und rasch auf eine meist außerordentlich hohe Empfindlichkeit eingestellt werden können, wodurch die Lautstärke im Empfänger und damit die Reichweite ganz wesentlich gesteigert werden konnte.

Ihre meist vorhandenen Nachteile sind Erschütterungsempfindlichkeit, Abhängigkeit von atmosphärischen Störungen und inneren Vorgängen im Detektormaterial.

Schreibempfang mittels Kristalldetektors und Seitengalvanometers. Schnellgeber und Schnellempfänger für feste Stationen.

Diese Detektoren kommen nicht nur für den Hörempfang für Telegraphie und Telephonie inbetracht, sondern es ist auch möglich, mittels derselben einen Schreibempfang in der Weise herzustellen, daß infolge des durch die aufgenommenen Schwingungen erzeugten feinen Detektorstroms der Faden eines Einthovenschen Seitengalvanometers entsprechend den ausgesandten und aufgenommenen Morsezeichen Ablenkungen aus seiner Ruhelage ausführt. Diese Ablenkungen können beobachtet und gleichzeitig photographisch registriert werden.

Derartige Schreibempfänger sind für feste Stationen, wo ein gewisser Raum und eine sorgfältige Einjustierung bei ruhiger Aufstellung zur Verfügung stehen, gut anwendbar. Sie bieten, wie schon oben hervorgehoben, eine Möglichkeit, um bei genügend großer Empfangsenergie sehr hohe Wortzahlen, die auf der Sendeseite mittels eines maschinell arbeitenden Schnellgebers ausgesandt werden, und welche wegen ihrer schnellen Aufeinanderfolge nicht mehr abgehört werden können, aufzuschreiben, da der Faden des Galvanometers wegen seiner geringen Masse fast trägheitslos ist.

Der Schreibempfänger befähigt daher in hervorragendem Maße die drahtlose Telegraphie, als Konkurrentin der Kabeltelegraphie aufzutreten.

Wenn auch diese Schreibempfänger für transportable Zwecke nicht inbetracht kommen, so sind sie doch wie gesagt bei festen Stationen, wo es auf den Raumbedarf nicht ankommt, und wo eine sorgfältige Einjustierung bei ruhiger Aufstellung ohne Gefahr des Einfrierens oder Vertrocknens der photographischen Substanzen möglich ist, anwendbar.

Durch die Ausbildung der modernen Verstärker und die Möglichkeit, die Empfangslaufstärke fast beliebig steigern zu können, ist ein ausgezeichneter Schnellempfang durch den Phonographenschreiber ermöglicht worden.

Gasdetektor von J. A. Fleming, Audion von L. de Forest. Anordnung des Hilfsfeldes (Anodenfeldes).

Außer den Kristalldetektoren begann damals schon (1905) J. A. Fleming die Wehneltsche Ventilröhre für Empfangszwecke zu benutzen. Zunächst noch ohne Hilfsfeld (Anodenfeld) und einfach in der Gleichrichterform, daß die beiden Detektorelektroden durch Glühfaden bzw. Anodenblech der Gasröhre ersetzt wurden. Die Ausführung war etwa folgende:

In einer evakuierten Glasröhre (Abb. 29) sind z. B. zwei voneinander isolierte Metallfäden oder besser ein Faden und ein diesen umgebender Metallzylinder eingeschmolzen. Der Faden *k* wird durch eine Gleichstrombatterie *i* zum Glühen gebracht und liegt an einem Pol des empfangenden Schwingungskreises *h e l*, während der andere Pol mit dem Zylinder *a*, der als Hohlzylinder

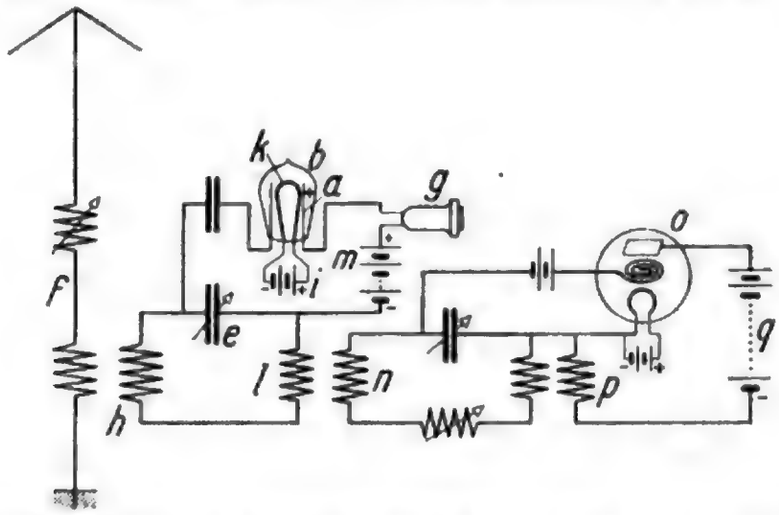


Abb. 29. Ältere Gasröhren-(Audion-)Empfangsschaltung von J. A. Fleming und L. de Forest. Schwebungsempfangsanordnung (Heterodynempfang) von R. A. Fessenden.

(z. B. Kohle), Sieb, Gitter oder dgl. ausgebildet sein kann, verbunden ist. Der Faden *k* (Kathode) sendet beim Glühen Elektronen aus, die durch die Schwingungen, welche während des Empfanges vom Luftleiter *f* aufgenommen und dem Kreise *e*, *h*, *l* zugeführt werden, verstärkt werden. Diese Verstärkungen, welche im Rhythmus des Morsealphabetes erfolgen, werden im Empfangstelephon *g* abgehört. Die Hilfsbatterie *m* (H. Brandes, L. de Forest) dient dazu, die Empfindlichkeit, also die Lautstärke, ganz wesentlich zu steigern.

Lange Zeit hindurch sind diese Gasröhren als Ventilröhren wirkend für den Empfang angewendet worden. So hat namentlich die Marconi-Gesellschaft Empfänger gebaut, welche sich durch besondere Unempfindlichkeit und Störbefreiung gegenüber atmosphärischen Störungen auszeichnen sollten, und bei denen als wichtigster neuartiger Teil die Gasröhre als Detektor benutzt wurde. Aber im Verhältnis zur Gesamtzahl aller in der drahtlosen Praxis benutzten Detektoren waren diese Ventilröhrenempfänger in der Minderzahl. Eine gewisse Wandlung trat erst ein, als de Forest den Gedanken der Röhre aufgegriffen hatte, und diese schon in einer technisch sehr brauchbaren Form als Audion oder Ultraaudion anwandte.

Es mag zugegeben werden, daß die Röhre als Empfangsindikator gegenüber dem gewöhnlichen Kristalldetektor, welcher nicht einmal einer besonderen

Digitized by Google

Hilfsspannung bedurfte, eine nicht unwesentliche Komplikation darstellte. Mußte doch für das Heizen des Fadens, sowie für die Herstellung des Anodenfeldes je eine besondere Batterie bereitgestellt werden.

Es mag weiterhin zugegeben werden, daß die Einstellung derartiger Röhren auf das Optimum des Empfangs insbesondere dadurch erschwert war, daß man es unterließ, durch ein kleines Amperemeter die Heizstromstärke zu kontrollieren, wie dieses heute gang und gäbe ist. Möglicherweise kam auch als erschwerender Umstand für die Einführung noch der hinzu, daß es lange Zeit hindurch offenbar nicht gelang, brauchbare Gasröhren fabrikationsmäßig zu erzeugen, eine Fertigkeit, welche erst sehr viel später (ca. 1913) in ausgezeichneter Weise in Gestalt von Hochvakuumröhren von J. Langmuir bekannt gegeben wurde.

Immerhin erscheint es heute rätselhaft, daß sich nahezu 20 Jahre lang die drahtlose Nachrichtenübermittlung mit den relativ minderwertigen Empfangsdetektoren begnügt hat, wie dies tatsächlich der Fall war.

Die Gasröhre als Empfangsdetektor hat vielleicht die größte Wandlung in der drahtlosen Telegraphie hervorgerufen, welche bisher zu verzeichnen ist.

Verwendung der Röhre als Verstärker.

Schon die ersten Gasröhrenmodelle von de Forest müssen das Charakteristikum gezeigt haben, die aufgenommenen Schwingungen zu verstärken. Jedenfalls war sowohl hinsichtlich der Röhre als auch mit Bezug auf ihre Schaltung wohl alles gegeben, um die Lautverstärkung der Empfangsschwingungen zu bewirken. Es ist daher nicht wunderzunehmen, daß das Verstärkerproblem, welches man zu jener Zeit und auch später noch auf verschiedenartigste Weise mit mechanischen Mitteln zu lösen versuchte, und welches durch das Ionenrelais von Lieben, Reiß und Strauß in ein neues Fahrwasser gekommen war, in geradezu glänzender Weise restlos durch den Röhrenlautverstärker in der Praxis seine Erledigung fand. Heute wird man wohl nur in Ausnahmefällen ohne Lautverstärker empfangen. Derselbe ist ein integrierender Bestandteil aller drahtlosen Empfänger geworden.

Die Verstärkung mittels der Röhre kann in der Weise bewirkt werden, daß man die Verstärkerröhre vor den eigentlichen Empfangsdetektor schaltet (Hochfrequenzverstärkung). Man kann aber auch die Empfangsschwingungen zunächst durch einen Detektor gleichrichten und dann erst verstärken, bevor sie dem Empfangsindikator (Telephon) zugeführt werden (Niederfrequenzverstärkung).

Ferner kann man auch beide Modalitäten miteinander verbinden, wie dies beispielsweise bei den Spulenempfängern (siehe Abb. 33. S. 65) ausgeführt wird, und wodurch die Gesamtverstärkung naturgemäß eine entsprechend erheblichere ist.

Ferner kann man die Kombination auch so ausführen (Rückkopplungseinrichtungen), daß bei Verwendung selbst nur einer Röhre diese als Detektor, Schwebungsempfänger und Verstärker gleichzeitig dient. (Siehe Abb. 544, S. 494.)

Schwebungsempfang („Heterodynempfang") von R. A. Fessenden. Liebenröhre und Audion.

Die Gasröhre (z. B. Audion, Liebenröhre) kann aber nicht nur als Detektor, sondern auch als Generator sehr schwach gedämpfter oder ungedämpfter Schwingungen benutzt werden. Selbstverständlich ist die so erzeugte Energie meist nur gering, reicht aber immerhin für den hochempfindlichen „Schwebungsempfang" aus.

Diesem liegt ein schon 1902 von R. A. Fessenden ausgesprochener Gedanke zugrunde, auf der Sendeseite zwei Wellenzüge fast gleicher Wellenlänge

Digitized by Google

auszusenden, die auf zwei miteinander gekoppelte Empfangssysteme gleichzeitig auf einen an der Kopplungsstelle liegenden Detektor einwirken. Dieser spricht alsdann nur auf die „Schwebungsfrequenz" an.

Etwas später (1905) hat Fessenden diese auch für ungedämpfte Schwingungen vorzüglich geeignete Schwebungsempfangsmethode, da man mit ihr die kontinuierlichen Schwingungen tönend abhörbar macht, dahingehend abgeändert, daß er vom Sender nur Schwingungen einer Wellenlänge aussendet und am Empfänger selbst die zur Schwebungsfrequenz erforderliche Hilfsfrequenz erzeugt.

Fessenden nennt diese Anordnung „Heterodynempfang". Sie ist ebenfalls in Abb. 29 in einer beispielsweisen Schaltung dargestellt. Der die Hilfsfrequenz erzeugende Kreis *n o p q* wird durch eine zweite Röhre *o* z. B. eine Audionröhre *o* (von L. de Forest), oder einen besonders konstruierten Poulsenschen Lichtbogengenerator, welcher Schwingungen möglichst vollkommen kontinuierlicher Frequenz liefert oder irgend einen anderen, kontinuierliche Schwingungen erzeugenden Generator in Schwingungen versetzt.

Verwendung der Röhre als Sender.

Die Möglichkeit, durch die Röhre die Empfangsschwingungen zu verstärken, schließt bereits den Fall in sich, die Röhre direkt als Generator kontinuierlicher und ungedämpfter Schwingungen zu benutzen. Allerdings hat sich erst in allerletzter Zeit (Generatorschaltung im Audionfrequenzbereich von de Forest (1912) für Radiofrequenzen von de Forest und A. Meißner [1913]) diese Erzeugungsart ungedämpfter Schwingungen eingebürgert. Der überaus günstige Wirkungsgrad dieser Umformungsmethode, insbesondere auch hinsichtlich der Fortpflanzung, sichert ihr mindestens ihre Einführung für Stationen für kleine und mittlere Reichweiten.

Wir können das Empfängergebiet nicht verlassen, ohne vorher noch einiger wichtiger Erfindungen Marconis aus den letzten Jahren zu gedenken.

Marconis Schutzmittel gegen atmosphärische Störungen.

Die erste Erfindung betrifft seine „Schutzmittel gegen atmosphärische Störungen". Letztere sind insbesondere im Sommer und in den Tropen unangenehm bemerkbar und scheinen ganz besonders bei Großstationen, die Marconi in Südamerika gebaut hat, hervorgetreten zu sein.

Marconis Hauptanordnung zur Befreiung von atmosphärischen Störungen besteht darin, daß in den Luftleiter ein Seriensystem von zwei Spulen und einem dazwischen liegenden Kondensator geschaltet ist, wobei die mit Erde verbundene Spule mit dem Detektorkreise gekoppelt ist, während der Punkt der anderen Spule, in welchem sich der Spannungsknoten des Gesamtsystems ausbildet, durch eine besondere Leitung direkt geerdet ist (siehe Abb. 580, S. 533). Infolgedessen spricht das Antennen-Spulensystem nur auf Wellen ihrer Eigenschwingung entsprechend an, während alle anderen Wellen, so auch die Störwellen, zur Erde abgeleitet werden. Eventuell können mehrere derartige Systeme in Serie geschaltet werden.

Um den Detektor und den Detektorkreis nicht direkt von den empfangenen Schwingungen beeinflussen zu lassen, schaltet Marconi zwischen den mit dem Luftleiter verbundenen Resonanzkreis und den Detektorkreis einen Übertragungs-Zwischenkreis, der aus zwei gleichartig ausgeführten und gleichgroßen Selbstinduktionsspulen, die zur Kopplung dienen, und einem Kondensator besteht.

Zwischenhöranordnung von G. Marconi.

Die zweite fundamentale Erfindung betrifft das „Zwischenhören" von Telegrammen während des Senderbetriebes. Prinzipiell erreicht dieses Marconi

Digitized by Google

dadurch, daß er die Sendezeiten erheblich kürzer als die Empfangszeiträume macht. Wenn auf der Station für Senden und Empfangen nur eine Antenne benutzt wird, wird entweder ein „earth arrester" (Kurzschlußfunkenstrecke nach Erde) oder eine Umschaltevorrichtung (z. B. ein Kommutator) angewandt, welche die Antenne immer abwechselnd kurze Zeit auf den Sender und darauf stets längere Zeit an den Empfänger anschaltet. Damit dieser nicht durch relativ große Energien des eigenen Senders zu stark beeinflußt oder gar zerstört wird, soll er in einen geerdeten Metallkasten eingeschlossen werden.

Anordnung zum gleichzeitigen Senden und Empfangen von G. Marconi.

Marconi ist auch noch einen Schritt weiter gegangen, indem er das „gleichzeitige Senden und Empfangen" auf einer Station hergestellt hat. Zu diesem Zweck erhält jede Station je zwei größere parallele Antennen, welche stationsweise zueinander gerichtet sind, und je eine dazu senkrecht stehende kleine Antenne, welche mit einem kleinen Kontrollempfänger verbunden ist. Die eine große Antenne ist mit dem Sender, die andere, deren Wellenlänge mindestens 5% größer sein soll, mit dem Empfänger verbunden.

Zweite internationale drahtlose Konferenz.

Der weitere Ausbau der im Jahre 1906 getroffenen gesetzlichen Bestimmungen wurde auf der Konferenz des Jahres 1912 in London bewirkt. Wohl die wichtigsten Bestimmungen dieser Konferenz sind, daß jedes Schiff mit jedem anderen und mit jeder Küstenstation ungeachtet der Nationalität des Systems verkehren muß, und daß auch Landstationen mit anderen einen drahtlosen Verkehr des Systems wegen nicht ablehnen dürfen.

Abänderungen der Fundamentalanordnungen und irreführende Bezeichnung derselben als „Systeme".

Neben der Entwicklung der drahtlosen Systeme, deren wichtigste Vertreter im vorstehenden geschildert sind, und die naturgemäß in mannigfaltigster Weise mehr oder weniger abgeändert wurden, ohne daß es gerechtfertigt wäre, diese modifizierten Anordnungen etwa als selbständige „Systeme" zu bezeichnen, ist die Ausbildung und Verbesserung der für Senden und Empfang notwendigen Hilfs- und Meßapparate, wie auch der Antennen und sonstigen Hilfsmittel von drahtlosen Stationen Hand in Hand gegangen.

Durchkonstruktion der Hochfrequenzelemente (Kondensatoren, Selbstinduktionsspulen usw.) in elektrischer und betriebstechnischer Hinsicht.

Die für die Schwingungskreise erforderlichen Kondensatoren, Abgleichspulen, Selbstinduktions-Variometer, Kopplungseinrichtungen, Transformatoren usw. haben von den meisten drahtlosen Lieferungsfirmen eine derartige Durchkonstruktion in elektrischer, als auch in technischer Hinsicht erfahren, daß sie als betriebssicher und frontbrauchbar in bestem Sinne angesehen werden können. Die aus Pappe, Siegellack, Glasröhrchen und Seidenfäden bestehenden Apparate der ersten Zeit sind verschwunden.

Entwicklung der drahtlosen Meßtechnik, der Beobachtungs- und Kontrollapparate.

Die drahtlose Meßtechnik und die hierzu gehörenden Einrichtungen sind derart vervollkommnet worden, daß alle wesentlichen Daten einer Station

Digitized by Google

entweder direkt vom Bedienungspersonal abgelesen werden oder im großen ganzen in einfacher Weise rasch festgestellt werden können.

Direkt gemessen wird sowohl die Antennenstromstärke, als auch die Wellenlänge. Die Güte des Schwingungscharakters der Sendeschwingungen wird mittels einer im Felde einer von den Schwingungen durchflossenen Spule rotierenden luftverdünnten Röhre (Geißlerröhre) bzw. auch mittels eines aperiodischen Detektorkreises mit Telephon kontrolliert. Die Dämpfung der Schwingungen kann mit einem Wienschen Stoßkreise oder besser noch mit einem Röhrensenderinstrumentarium verhältnismäßig rasch und praktisch genügend genau festgestellt werden.

Entwicklung der Antennen von stark strahlenden Gebilden geringer Kapazität in schwächer strahlende Luftleiter größerer Kapazität. Schirmantennen.

Hand in Hand mit der Ausbildung der Sender- und Empfangsanordnungen und Konstruktionen ist die Entwicklung der Luftleiter vor sich gegangen.

Der zuerst angewandte einfache gerade oder leicht schräg geführte Marconidraht wurde bald durch ein Luftdrahtgebilde größerer Kapazität ersetzt. Man wählte T-förmige Antennen für kleinere Stationen, insbesondere für Schiffsstationen, dach- oder trichterförmige Luftleitergebilde für mittlere und größere Stationen. Auch kegelförmige und doppelkegelförmige Antennen sind bei verlangter starker Strahlung angewendet worden.

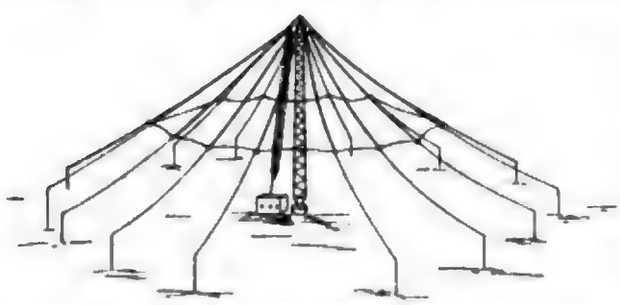


Abb. 30. Schwachstrahlende Schirmantenne.

Eine große Rolle spielten und spielen noch heute die sog. „Schirmnatennen" Abb. 30. Die ausgespannten Spreitzen eines Regenschirmes dienen als Antennendrähte; der Stock ist die Zuleitung. Derartige Schirmantennen besitzen große Kapazität und relativ geringe Strahlungsdämpfung, wenn man die Schirmdrähte bis auf die Hälfte oder ein drittel der Antennenhöhe herabführt. Für den Empfang ist diese Anordnung immer günstig, für das Senden kann die Strahlung u. a. zu gering sein. Man darf daher diese Antennen nicht zu „geschlossen" gestalten.

Vergrößerung der Betriebswellenlängen bis auf 15000 m und mehr.

Um weitergehend eine Verbesserung der Störungsfreiheit zu bewirken, sind neuerdings auch sehr große Wellenlängen zur Verwendung gekommen, wo sich die Herstellung entsprechend großer Antennen ermöglichen ließ; vorwiegend also bei festen Großstationen. Einige Empfangsgroßstationen arbeiten mit Wellen von 12000 bis 13000 m. Coltano ist sogar für 15000 m Betriebswellenlänge eingerichtet. Bei den neuesten Lichtbogenstationen in Lyon und Bordeaux sind die vorgesehenen Betriebswellenlängen noch größer.

Antennen für gerichtete Telegraphie.

Teilweise anderen Zwecken dienen die als gerichtete oder geknickte Antennen (Abb. 31) bezeichneten Luftleitergebilde, welche zuerst Marconi anwandte. Ihr vertikaler Teil ist verhältnismäßig kurz, dafür sind aber gleichlaufend mit der Erdoberfläche eine Anzahl Drähte geführt. Man erhält auf diese Weise, ohne allzu hohe

Abb. 31. Geknickte Antenne von Marconi.

Digitized by Google

und übermäßig teure Masten anwenden zu müssen, eine Antenne sehr großer Kapazität, welcher auch eine in Abb. 31 durch den Pfeil angedeutete gewisse Richtkraft der ausgesandten Wellen zu eigen ist.

Auch für andere Zwecke kann die Richtkraft der ausgesandten, bzw. empfangenen Schwingungen wünschenswert sein, so z. B. um die Lage einer Schiffs- oder Landstation bei Nebel festzustellen oder für militärische Zwecke.

Erste Richtungsversuche von Zenneck und Braun mittels Spiegel- und Schirmwirkung. Benutzung phasenverschobener Schwingungen.

Grundlegend waren hier wohl die Versuchsantennen von Zenneck (1900) und später von Braun (1905). Ersterer nahm die „Spiegel- und Abschirmwirkung" zu Hilfe, welche ein in unmittelbarer Nähe des Sendeluftleiters angebrachter geerdeter und auf den Sendeluftleiter abgestimmter Luftdraht besitzt, während Braun z. B. in den Eckpunkten eines gleichseitigen Dreiecks aufgestellte Luftdrähte benutzte, die er mit phasenverschobenen Schwingungen erregte. Da diese mit Funkenschwingungen erzeugt werden sollen, ist es zu keinem für die Praxis voll befriedigendem Ergebnis gekommen. Durch Verwendung von Niederfrequenz-Hochfrequenztransformatoren oder auch Röhrensender dürfte wohl die Braunsche Anordnung große Aussicht auf Erfolg haben.

Auch die ersten Richtungsversuche auf der Empfangsseite sind F. Braun (1902) zu verdanken. Diese Anordnung hat Braun später (1913) dadurch wesentlich verbessert, daß er die Antenne zu einer großen Spule aufwickelte, wodurch er die Grundlage zu allen modernen Spulenempfängern (Rahmenempfängern) legte.

Anordnung für gerichtete drahtlose Telegraphie von Artom und Bellini-Tosi („Radiogoniometer").

Aber auch auf anderen Prinzipien beruhende Richtungsantennen haben sich bereits bewährt. Hier ist insbesondere die Anordnung von Artom und Bellini-Tosi zu nennen. Zwei unter 90° angeordnete Antennenpaare *a*, *b* und *c*, *d* (Abb. 32) hängen an einem Mast *e*; die Punkte 1, 2 und 3, 4 sind etwa eine halbe Wellenlänge voneinander entfernt. Bellini-Tosi erzeugen, um nun die Richtungswirkung zu erzielen, in den schräg nach unten verlaufenden Antennenstücken Schwingungen entgegengesetzter Phase, wozu das System in der zweiten Oberschwingung angestoßen wird. Um die Antennen nicht drehen zu müssen, ist an der Kopplungsstelle *f* ein aus zwei unter 90° gegeneinander versetztes festes Spulensystem vorgesehen, in dessen Innerem eine drehbar bewegliche Spule *g* angeordnet ist (diese Spulenanordnung heißt „Radiogoniometer"), welche in den Sende- bzw. Empfangskreis eingeschaltet ist. Die Nachteile dieser Antennen sind außer der meist nicht genügend festen Kopplung der Außenspulen mit der Innenspule, die Kapazitätsempfindlichkeit in Abhängigkeit von der Umgebung der Luftleiter und die Notwendigkeit, beide Antennen für sich abstimmen zu müssen.

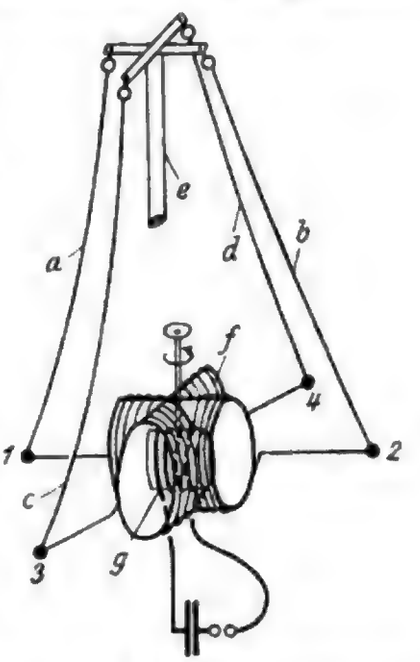


Abb. 32. Radiogoniometer von Artom-Bellini-Tosi.

Erdantennen.

Schließlich sind noch die fast unmittelbar über dem Erdboden ausgespannten bzw. direkt auf die Erde gelegten sog. „Erdantennen" bemerkenswert, welche

Digitized by Google

wohl zuerst von Zehnder angegeben, später von Kiebitz in die Praxis eingeführt worden sind. Diese Antennen sind äußerst bequem und billig z. B. an Stöcken zu montieren oder können auch, was im Schützengrabenkriege gang und gäbe war, bei genügender Isolationsumpressung direkt auf die Erde gelegt werden; sie kommen hauptsächlich da in Frage, wo z. B. wie auf Festungen die Antenne kein Ziel bieten soll.

Die mit derartigen Erdantennen erzielten Empfangsresultate sind recht gute, während beim Senden man vorläufig, hauptsächlich infolge der großen Dämpfung durch die Erdnähe, mit recht bedeutenden Verlusten zu rechnen hat.

Entwicklung der drahtlosen Telegraphie aus dem physikalischen Herumprobieren zur Ingenieurtätigkeit.

Wenn es auch richtig ist, daß die drahtlose Telegraphie längst aus dem Stadium des physikalischen Herumexperimentierens heraus ist, und daß die meisten Grundlagen für die Projektierung drahtloser Stationen Allgemeingut der Ingenieurtätigkeit, deren Grundforderung kontinuierliche Betriebsbereitschaft sein muß, geworden sind, so ist doch zu beachten, daß, abgesehen von einigen Erfahrungswerten, die meisten Fragen der Energieübertragung zwischen Sender und Empfänger von Fall zu Fall neu festgestellt werden müssen. Hierbei spielen die Bodenverhältnisse, das Gelände zwischen Sender und Empfänger und die atmosphärischen Verhältnisse eine zu wesentliche, kaum je genau vorauszusagende Rolle, wozu noch weitere variable Faktoren bei der Energieübertragung hinzukommen. Strahlung, Reflexion, Zerstreuung und Absorption sind rein physikalische Begriffe, welche mit den den Technikern geläufigen Rechnungsgrößen schlechthin nichts zu tun haben; das Gleiche gilt auch bezüglich der meisten Erscheinungen beim Empfänger.

Herauswachsen der Entwicklung der drahtlosen Telegraphie aus dem wissenschaftlichen Laboratorium des einzelnen Gelehrten und Weiterentwicklung durch industrielle Gesellschaften. Fortschritte durch staatliche Versuchsanlagen und Laboratorien.

Es liegt im Wesen der drahtlosen Telegraphie begründet, daß, abgesehen von einigen wenigen Gebieten wie z. B. Detektoruntersuchungen, entweder sehr erhebliche Laboratoriumsmittel oder aber Stationsversuche im großen erforderlich sind. Zu letzteren werden im allgemeinen sogar meist zwei Stationen benötigt, um die Sende- bzw. Empfangsverhältnisse meßtechnisch zu erfassen. Es ist infolge der hierzu erforderlichen Gebäude, Antennen, Maschinen, Apparate und des Personals klar, daß die beschränkten Mittel eines einzelnen für derartige Untersuchungen und somit für den Fortschritt der drahtlosen Telegraphie nur in den seltensten Fällen ausreichen werden. Man kann sich infolgedessen nicht darüber verwundern, daß zwar von Pionieren der drahtlosen Telegraphie wie z. B. von N. Tesla, F. Braun, A. Slaby, M. Wien, V. Poulsen, P. O. Pedersen, R. A. Fessenden, L. de Forest u. a. m. hervorragende Gedanken, stellenweise auch erste experimentelle Fundamentanordnungen gegeben worden sind, daß aber die Ausbildung aller wesentlicher Stationsbestandteile, vielfach sogar auch Fortschritte auf erkenntnistheoretischem Gebiete von industriellen Gesellschaften, insbesondere der Marconigesellschaft in England, von Telefunken und den bescheideneren Mitteln entsprechend auch von Lorenz A. G. in Deutschland herrühren. Staatlich ist für die Weiterentwicklung nur in den wenigsten Ländern bisher etwas geschehen[1]). Abgesehen

[1]) In neuester Zeit wird die Weiterentwicklung der F. T. namentlich mit Bezug auf Verkehrsmomente in energischer Weise in Deutschland von dem H. Bredow unterstehenden Ressort für Funkentelegraphie (H. Harbich) bewirkt.

Digitized by Google

von den hervorragenden Untersuchungen Austins in Nordamerika sind kaum nennenswerte Resultate in staatlichen Versuchsanlagen erzielt worden.

Es ist daher verfehlt und würde nicht im Interesse der Entwicklung der drahtlosen Telegraphie liegen, wenn die Industrien in den einzelnen Ländern verstaatlicht würden. Das Hauptmoment der Konkurrenz und des Versuches, sich auch hinsichtlich des Fortschrittes gegenseitig zu überbieten, würde hierdurch hinfällig, mindestens aber erheblich eingeschränkt werden, da alsdann nur rein militärische oder verwaltungstechnische Gesichtspunkte für die staatliche Weiterentwicklung maßgebend sein könnten.

Weitere industrielle Entwicklung der drahtlosen Telegraphie. Gründung von drahtlosen Gesellschaften in nahezu allen Kulturländern. Zusammenstellung derselben und der „Systeme". Einfluß durch den europäischen Krieg.

Es war schon erwähnt worden, daß die sogenannten drahtlosen Systeme sich auf einige Fundamentalanordnungen zurückführen lassen.

Die hauptsächlichsten Gesellschaften, welche gleichzeitig auch die typischen Anordnungen vertreten, sind folgende:[1])

1. Marconi Wireless Telegraph and Signal Co. in London nebst zahlreichen Tochter- und Zweiggesellschaften in fast allen Staaten.
a. The Marconi International Marine Communication Company, Ltd., London.
b. Marconi Wireless Telegraph Company of America, New York. (Neuerdings umgewandelt in eine Tochtergesellschaft der General Electric Co.)
c. Marconi Wireless Telegraph Company of Canada, Ltd. Montreal.
2. Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. (Telefunken) in Berlin. Zweiggesellschaften: Amalgamated Wireless Co. Sidney. Société Anomyme Internationale de Télégraphie sans Fil, Brüssel. Telefunken, Ostasiatische Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. Shanghai.
3. C. Lorenz A.-G., Berlin.
4. Det Kontinentale Syndikat for Poulsen Radio-Telegrafi Aktieselskab in Kopenhagen.
5. Federal Telegraph Co. of Palo Alto Cal.
6. National Electric Signaling Co., Washington (System Fessenden).
7. De Forest Radio Telefone and Telegraph Co. New York N. Y.
8. Lodge-Muirhead-Gesellschaft, London.
9. Compagnie Générale de Radiotelegraphie, Société Anonyme, Paris.
10. Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris.
11. Société Française Radioélectrique, Paris.
12. Hochfrequenzmaschinen A.-G., Berlin.
13. Telephonfabrik A.-G. vorm. J. Berliner in Wien und Budapest.
14. Huth, Gesellschaft für Funkentelegraphie m. b. H.
15. Deutsche Telephonwerke A.-G., Berlin.
16. Mix und Genest A.-G., Berlin.
17. Lorenz Werke G. m. b. H., Wien (in Liquidation).
18. Konrad Sannig & Co., G. m. b. H., Berlin.
19. B. Thieme, Berlin.
20. Hans Boas, Berlin.
21. Radio-Apparate-Gesellschaft m. b. H., Berlin.
22. Helsby Wireless Telegraph Co., London.
23. Wireless Specialty Apparatus Co., New York.
24. Anglo American Telegraph Co.

[1]) Bei der häufigen Kurzlebigkeit mancher drahtloser Gesellschaft ist es nicht möglich, ein vollständiges Übersichtsbild zu geben.

25. Compagnie Russe des télégraphes et des téléphones sans fil, Petersburg.
26. Société anonyme internationale de Télégraphie sans Fil.
27. Standard Wireless Equipment Co. Los Angeles, Cal.
28. W. J. Murdock Co. Chelsea, Mass.
29. Société industruielle de Télégraphie sans Fil et d-Électricité (Système Rouzet). Paris.
30. American Telefone and Telegraph Co. New York N. Y.
31. Western Electric Co. New York N. Y.
32. Compañia Marconi de Telegrafia Sin Hilos del Rio de la Plata, San Martin, Buenos Aires.
33. Compañia Nacional de Telegrafia Sin Hilos, Madrid.
34. The Pan American Wireless Telegraph and Telephone Co., New-York.
35. Russian Company of Wireless Telegraphs and Telephones, Petrograd.
36. Société Anonyme Internationale de Télégraphie sans fil, Brussels.
37. Spanish and General Wireless Trust Ltd., London.
38. Wireless Press Ltd. (Private Company), London.
39. Amalgameted Wireless (Australasia) Ltd., Sydney.
40. Compagnie Française maritime et coloniale de Télégraphie sans fil, Paris. Gaumond Paris.
41. Ericson Radio, Stockholm.
42. Chinese National Wireless Company, Peking.
43. Nederlandische Telegraf Maatchappy „Radio Holland".
44. Nederlandsche Radio-Industrie Dit. T.B. Wireless,'s-Gravenhage.
45. Eerste Ned. Telefoon-, Telegraaf- & Radio-Telegraaf-Industrie J. C. den Heijer & Co., Hilversum.
46. C. F. Elwell Co., London.

Ferner existieren folgende reine Betriebs- und Verkehrsgesellschaften:
Drahtloser Überseeverkehr A.-G. (Telefunken), Berlin S.W.
Deutsche Betriebsgesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. (Telefunken), Berlin S.W.
Deutsche Südseegesellschaft für drahtlose Telegraphie A. G. Berlin.

Außerdem werden bzw. wurden noch eine Reihe sogenannter „Systeme" im Verzeichnis der internationalen Funkentelegraphenstationen geführt, wozu folgende gehören:

Das System v. Lepel.
Das System Willis-Boas.
Das System der französischen Marine.
Das System des französischen Staates und von Bellini-Tosi.
Das System Rochefort.
Das System Branly-Popp.
Das System der U. S. Army.
Das System der U. S. Navy.
Das System Marconi-Shoemaker.
Das System des Australischen Staatenbundes.
Das System Teishinsho.

Es ist aus dieser Zusammenstellung ersichtlich, daß fast in allen Kulturländern die Entwicklung eigener Anordnungen und in den meisten Ländern auch die Gründungen eigener nationaler Gesellschaften stattgefunden hat. Eine weitere Folge des europäischen Weltkrieges wird es sein, sofern nicht die im Interesse eines wirtschaftlichen Wiederaufbaus dringend notwendige Entnationalisierung platzgreift, daß künftighin wohl die meisten der inbetracht kommenden Staaten die drahtlose Telegraphie infolge ihrer Wichtigkeit als Kriegsmittel als Monopol ansehen und durch streng nationale Gesellschaften herstellen lassen werden.

Digitized by Google

Vom kriegstechnischen Standpunkt aus betrachtet ist dieser Vorgang verständlich, in entwicklungstechnisch physikalischer Hinsicht jedenfalls aber bedauerlich, da hierdurch die Geheimhaltung zunehmen und die internationale Konkurrenz und Entwicklung mehr und mehr ausgeschaltet wird.

Immerhin bleiben als Allgemeingut u. a. noch die nachstehenden wichtigeren physikalischen Fragen bestehen, deren Erforschung und Lösung den Idealismus und die Forschungsarbeit aller Kulturnationen erfordern.

Aufgaben und Entwicklungsgang der drahtlosen Nachrichtenübermittlung im Weltkriege.

Die Aufgaben, welchen die drahtlose Telegraphie im Weltkriege gerecht werden mußte, sind bereits in großen Zügen oben (Einleitung siehe I, S. 1 ff.) skizziert worden. Die große Menge an drahtlosem Gerät, welche außer den festen und schwer beweglichen Stationen nicht nur in Form von fahrbaren und tragbaren Stationen verschiedenster Größen bis zu den kleinsten Dimensionen herab für Erkundungen bis ins vorderste Gelände (Granattrichterstationen) ausgeführt wurden, sondern auch in Gestalt von Luftschiff-, Flugzeug- und Schiffsstationen die verschiedenartigste Ausgestaltung erfahren hat, hat es erforderlich gemacht, eine sonst auf diesem Gebiete nicht vorhandene erstaunliche Massenfabrikation ins Leben zu rufen, wie sie vordem sonst nur z. B. bei normalen Telephon- und Telegraphenbestandteilen üblich war. Besonders sinnreiche Methoden für die rasche Entwicklung und Fabrikation mußten ferner gefunden werden, um einerseits mit anderen Spar- und Ersatzmaterialien anstelle früher allein benutzter hochwertiger Friedensstoffe auszukommen und andererseits wenig geschulte und zum Teil ungeeignete Hilfskräfte in den Dienst der Entwicklung und Fabrikation zu stellen.

Vorgesehener Ausbau des englischen Weltfunkennetzes.

In großzügigster Weise beabsichtigt man das englische Weltradionetz auszubauen (siehe auch S. 3). Ein 1920 von der Marconigesellschaft dem „Imperial Wireless Subcommittee vorgeschlagenes Netz ist so aufgestellt, daß mit Haupt- und Zweiglinien jeder Teil des englischen Weltreiches drahtlos mit dem anderen verkehren kann, und zwar im gesamten Gebiet zwischen 60° nördlicher Breite und 50° südlicher Breite. Die Haupt- und Zweiglinien sind im wesentlichen folgende:

1. England nach Indien, von dort nach Singapore, Australien und Neuseeland mit einem Zweig von Singapore nach Hongkong.
2. England nach Ägypten, von dort nach Indien und Singapore usw.
3. England nach Westafrika, von dort nach Südafrika mit einem Zweig von Westafrika nach Südamerika.
4. England nach Westindien.
5. England nach Montreal, von dort nach Vancouver.
6. Australien nach Vancouver (zunächst nur Nachtdienst).

Um dieses Netz ausbauen zu können, werden in der Hauptsache benötigt 26 größere und Großstationen, von denen angeblich in England selbst fünf zu errichten wären, für deren Bedienung ein Personal von angeblich 17 170 Mann benötigt werden würde.

Entwicklung und Ausbreitung der Röhrensender und -empfänger.

Im Zusammenhang mit den eben erwähnten Ausführungen und unter Berücksichtigung der elektrischen Forderung, Stationen zu benutzen, welche möglichst störungsfrei für die eigenen Stationen und unhörbar für den Feind arbeiten mußten, sind trotz der hierbei in betracht kommenden enormen Betriebsschwierigkeiten (nasse Schützengräben), schon frühzeitig (1914), von

Amerika ausgehend, die Röhrenstationen entwickelt worden, insbesondere fußend auf den bahnbrechenden Arbeiten von de Forest, Langmuir, Armstrong, Hogan usw. Es sind hierbei nicht nur Röhrenstationen gebaut worden, welche bei relativ einfacher Bedienungsmöglichkeit einen erheblichen Wellenlängenbereich bei raschester Wellenvariation in weiten Grenzen beherrschen, sondern es sind diese mit vollkommen kontinuierlichen und ungedämpften Schwingungen arbeitenden Stationen auch trotz der großen Abstimmschärfe mit ihren sonstigen hervorragenden elektrischen Eigenschaften zu wahren Universalapparaten entwickelt worden. Mit diesen Stationen kann trotz ihres außerordentlich geringen Raumbedarfes und trotz der verhältnismäßig großen hiermit zu erzielenden Reichweiten drahtlos telegraphiert und telephoniert werden. Es kann empfangen werden, es können die ankommenden Schwingungen verstärkt werden, und es ist ferner bei besonderen Ausführungsformen auch möglich, ohne weiteres einen elektrischen Schwebungsempfang zu verwirklichen.

Empfindlichkeitssteigerung und Wirkungsgradverbesserung durch Audion-Schwebungsempfang und Lautverstärker.

Dadurch, daß die mit verhältnismäßig geringem Wirkungsgrad arbeitenden älteren Empfangsdetektoren (Kristalldetektoren, elektrolytische Detektoren usw.) neuerdings durch den Audionempfang für gedämpfte Schwingungen bzw. Schwebungsempfang für kontinuierliche Schwingungen ersetzt worden sind und weiterhin dadurch, daß es durch relativ einfache Mittel in betriebssicherer Weise gelungen ist, die Empfangsschwingungsamplitude durch besondere Einrichtungen fast beliebig verstärken zu können, ist nicht nur die Betriebssicherheit der Stationen und ihr Verkehr außerordentlich verbessert worden, sondern es ist auch ermöglicht worden, die Wirtschaftlichkeit der Stationen zu erhöhen, indem die verlangte Reichweite mit wesentlich niedrigerer Antennenstromstärke betriebssicher erzielt werden kann, als dies beim unverstärkten Detektor- oder Tikkerempfang früher möglich war.

Eine weitere Folge der Gasröhrendetektoren und Lautverstärker ist ferner auch die, daß die Stationsbaukosten, insbesondere die Kosten für die Masten- und Antennenanlage erheblich geringer sein können wie dies bei den älteren Anordnungen der Fall war.

Man ist nämlich in der Lage (seit ca. 1914), durch passende Hochfrequenz- bzw. Niederfrequenzverstärker, ev. durch Kombination beider bei entsprechender Serienschaltung die in die Empfänger bzw. Verstärkeranordnung hineingeleitete Energie zu verzehntausendfachen ev. sogar zu verhunderttausendfachen, was vorläufig etwa die obere Grenze ist, so daß man im Empfänger mit dem von der Antenne aufgenommenen Energiebetrage von mindestens 10—15 Watt auskommt. Man ersieht hieraus, welchen enormen Fortschritt die drahtlose Signalgebung allein durch die Entwicklung der Verstärker in den letzten Jahren zu verzeichnen hat.

Empfangsspulenantenne (Rahmenantenne).

Durch die Ausbildung und Anwendung der Röhrenlautverstärker, insbesondere durch die Möglichkeit, den Schwellwert für den Empfang nahezu beliebig zu erhöhen, ist nicht nur die Möglichkeit gegeben worden, ohne geerdete Antenne und lediglich mit einer aus wenigen Windungen von geringem Durchmesser bestehenden Spule zu empfangen, sondern es ist auch das Empfangsproblem als solches in völlig neues Licht gerückt worden. Man hat mit einem Schlage die auf vielerlei Wegen mit mehr oder weniger Erfolg versuchte Störbefreiung insbesondere von atmosphärischen Störungen erreicht.

Digitized by Google

Das schematische Bild einer Empfangsanordnung mit Spulenantenne gibt Abb. 33 wieder. *a* ist die Spulenantenne, welche selbst beim Empfang auf mehrere 1000 km nur aus wenigen Drahtwindungen von 1—2 m Durchmesser zu bestehen braucht. *b* sind die mit der Spulenantenne verbundenen Abstimmmittel, um eine genaue Einstimmung auf den fernen Sender herbeizuführen. *c* ist der hiermit verbundene Lautverstärker und Detektor, wofür in den meisten Fällen ebenfalls ein oder mehrere Röhren benutzt werden. *d* ist das Empfangstelephon, welches entweder in Gestalt eines gewöhnlichen Fernhörers für subjektiven Empfang oder auch, wenn der Empfang gleichzeitig mehreren Personen objektiv kenntlich gemacht werden soll, z. B. in Gestalt eines Megatelephons, ausgeführt sein kann. Falls erforderlich, kann noch ein weiterer in der Abbildung gestrichelt angedeuteter Apparat, nämlich ein sog. Niederfrequenzlautverstärker *e* angeschaltet werden, um die Amplitude der empfangenen Schwingungen noch weiterhin zu verstärken.

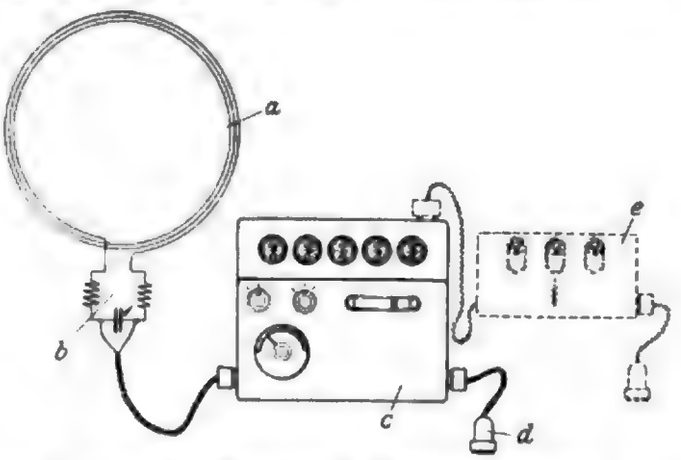


Abb. 33. Spulenantenne (Rahmenantenne) mit Hochfrequenz- und Niederfrequenzverstärkung.

Anstelle der kleinen Spulenantenne kann man selbstverständlich auch ein anderes größeres und vielleicht offeneres Antennengebilde benutzen, wobei alsdann indessen der Vorteil der leichten Beweglichkeit und großen Störbefreiung insbesondere gegen atmosphärische Störungen verloren gehen wird. Hingegen braucht man alsdann weniger Röhren und spart an Heizenergie.

Ein weiterer Vorteil der Spulenantenne besteht in ihrer stark ausgeprägten Richtwirkung, so daß man sich bei Benutzung derselben auch von den Empfangszeichen anderer Stationen gut freimachen kann.

Bau sehr großer Stationen, Überbrückung der größten Erdentfernung von 20000 km.

Durch die Schaffung von nicht allzu hohen und infolgedessen relativ wenig kostspieligen Antennenanlagen großer Kapazität, durch die Möglichkeit der Erzeugung von sehr großen Senderströmen, also solchen von 300 Amp. und darüber, die Ausbildung und Entwicklung kontinuierlicher Senderschwingungen, welche einen störungsfreien Betrieb auch bei relativer Zusammendrängung von Stationen ermöglichen und insbesondere durch die Verbesserungen auf der Empfangsseite, namentlich den Audion- und Schwebungsempfang, sowie schließlich durch die leichte Verstärkungsmöglichkeit der Empfangsschwingungen in fast beliebigen Grenzen ist es möglich geworden, Großstationen für die größten Entfernungen zu bauen und rationell zu betreiben. Die größte inbetracht kommende Entfernung auf der Erde von 20000 km ist bereits mehrfach drahtlos überbrückt worden, und es ist nur eine Frage der Zeit, daß auch die Hauptverkehrspunkte mit anderen weit entfernten Stationen in regelmäßige betriebssichere Verkehrsverbindung gesetzt werden.

Die neuerdings in Argentinien projektierte Großstation Veronica ist ein Beispiel hierfür und dürfte es dieser Station, sofern sie gemäß dem beabsichtigten Ausmaß zur Ausführung gelangt, möglich sein, mit sämtlichen anderen Stationen der Erde drahtlos zu verkehren.

Zigarrenkisten- und Westentaschenstationen.

Auch das andere Extrem von drahtlosen Stationen ist durch die Bedingungen der Kriegsführung und die inzwischen stattgehabte Weiterentwicklung wesentlich gefördert worden. Der Stellungskrieg hat in Form sog. Trichterstationen einen Typ hervorgerufen, bei welchem die gesamte Sende- und Empfangsapparatur nur die Größe einer Zigarrenkiste aufweist. Dabei lagen die Antennenverhältnisse noch denkbar ungünstig, da mit dem Ausspannen einer bestimmten Antenne im feindlichen Feuer nicht gerechnet werden und lediglich ein kurzes Kabel ausgeworfen werden konnte. Trotzdem ist die Verkehrsmöglichkeit, welche durch diese Stationstype bewirkt wurde, verhältnismäßig recht günstig und liegt immerhin im Bereich von etwa 1000 m.

Die früher vielfach belächelte Westentaschenstation ist hiermit allerdings noch nicht erreicht, immerhin aber erheblich mehr in den Kreis der Möglichkeit gerückt.

Bau von deutschen Großstationen durch Telefunken.

Nachdem es gelungen war, Funkenstrecken und Sender für große Leistung herzustellen, und die Funkenstation Nauen für große Leistungen umgebaut war (begonnen 1908), erfolgte seit 1911 durch Telefunken im wesentlichen zusammen mit dem deutschen Reichspostamt die Errichtung von Großfunkenstationen in den deutschen Kolonien und Übersee. Hierzu gehören Daressalam (Kolonie Ostafrika), Windhuk (Kolonie Südwestafrika), Kamina (Togo) und Sayville. Ferner wurden die Verkehrsnetze ausgebaut: Lome (Kamerun), Duala, Lüderitzbucht, Swakopmund und Rabaul (Neu-Guinea), Apia (Samoa), Nauru (Karolinen), Jap (Mariannen), Tsingtau (China).

Neuster Ausbau des deutschen Reichsfunknetzes.

In großzügiger Weise hat das deutsche Reichspostministerium (H. Bredow) einen Ausbau und Betrieb drahtloser Sender und Empfänger in Deutschland vorgesehen. Seit dem Sommer 1920 gilt hierfür folgendes:

Nach dem augenblicklichen Stande gehören hierzu die zum Senden und Empfangen eingerichteten Stationen Berlin, Breslau, Darmstadt, Dortmund, Frankfurt a. M., Friedrichshafen, Konstanz, Leipzig, Stettin, ferner auch Danzig. Außerdem sind die ersten von den zahlreich vorgesehenen Empfangsanlagen jetzt in Braunschweig, Breslau, Chemnitz, Kottbus, Darmstadt, Dortmund, Dresden, Düsseldorf, Duisburg, Elberfeld, Essen, Frankfurt a. M., Halberstadt, Hamburg, Hannover, Königsberg i. Pr., Konstanz, Leipzig, Liegnitz, Magdeburg, Rostock, Stettin und Stuttgart in Betrieb gesetzt. Das Reichsfunknetz ist in stetem Ausbau begriffen. Auch Bayern und Württemberg werden jetzt durch Anlagen mit Sende- und Empfangsapparaten in München und Stuttgart an das Netz angeschlossen werden. Die Arbeiten zur Einrichtung der Radiostation in Stuttgart sind bereits so weit gediehen, daß schon bald mit deren Inbetriebnahme zu rechnen ist. München wird einige Wochen später folgen. Die soeben fertiggestellte Station in Düsseldorf wird in kurzem in Betrieb genommen werden können. Auch in dem zurzeit von der Entente besetzten Gebiet sind Stationen vorgesehen. Die interalliierten Behörden haben aber vorläufig ihre Zustimmung zur Errichtung derartiger Anlagen im besetzten Gebiet versagt.

Wahl von Sende- und Empfangssystemen.

Die im vorstehenden gekennzeichnete Entwicklung der drahtlosen Technik läßt eine Wahl des jeweilig günstigst anzuwendenden Sende- und Empfangs-

Digitized by Google

systems auf der betreffenden Station zu, wobei nicht nur rein elektrische und hochfrequenzliche Erwägungen maßgebend sein werden, sondern auch militärische, wirtschaftliche und sonstige für den Betrieb wesentliche Gesichtspunkte bei der Beurteilung mit herangezogen werden müssen.

Sender, welche mit seltenen Funkenentladungen arbeiten, dürften trotz ihrer vielfachen Anwendung im Weltkrieg heute mindestens für kommerzielle Zwecke nicht mehr inbetracht kommen. Hingegen werden tönende Funkensender keineswegs vollkommen von der Bildfläche verschwinden. Die leichte Erlernung des Betriebes sowohl auf der Sende- wie auf der mit Kristalldetektor arbeitenden Empfangsseite bildet einen nicht zu unterschätzenden Vorteil dieser Anordnungen.

Im übrigen gehört den ungedämpften Sendern die Gegenwart und Zukunft. Ihr bisher wesentlichster Repräsentant namentlich für größere Senderenegien, der sich praktisch bewährt hat, das Lichtbogensystem, dürfte auch in der nächsten Zeit mindestens für mittlere und große Stationen nicht ohne weiteres durch eine andere Art der ungedämpften und kontinuierlichen Schwingungserzeuger zu ersetzen sein. Einfachheit des Aufbaues und der Bedienung sowie relative Billigkeit des Betriebes sichern ihm auch seine demnächstige Verwendung, insbesondere wenn man von der Benutzung kleiner Wellen absieht.

Für ganz große ungedämpfte Energien dürfte das Feld bis auf weiteres der maschinellen Erzeugung hochfrequenter Schwingungen vorbehalten sein. Da die Anzahl der zu errichtenden ganz großen Stationen nicht allzu klein sein wird, ist die Wichtigkeit dieser Type einleuchtend. Für die Erzeugung mittlerer und kleiner Hochfrequenzenergien besitzt hingegen der Röhrensender so wesentliche Vorteile, daß ihm mindestens die nächste Zukunft gehört. Der Erzeugung großer Energien steht heute allerdings noch die schwierige und teuere Fabrikation genügend großer Senderröhren entgegen. Auch die bisher fast allein benutzten Gleichrichter beim Wechselstrommaschinenbetrieb verteuern das Arbeiten infolge kurzer Lebensdauer sehr.

Der gekennzeichneten Senderdisposition entsprechend verhält sich die Empfangs- und Verstärkerfrage. Lediglich für den Empfang tönender Funkensender dürfte ev. noch Detektorempfang und alsdann wohl auch nur in Verbindung mit einem Lautverstärker in Anwendung kommen.

Für alle übrigen Empfangszwecke ist aber gegenwärtig der Audion- und Ultraaudionempfang sowie vor allem der Schwebungsempfang das technisch wertvollste und ökonomischeste Empfangsmittel.

Weitere wichtige Aufgaben und Zielpunkte der drahtlosen Telegraphie: „Störbefreiung", „Gegensprechen", „drahtloses Echo".

Wir haben versucht, im vorstehenden ein möglichst abschließendes Bild wenigstens der wichtigsten Erfindungen und Anordnungen auf drahtlosem Gebiete, die bisher vorliegen, zu geben, soweit nicht aus militärischen oder sonstigen Gründen eine Geheimhaltung notwendig war.

Hiermit ist aber die Entwicklung noch keineswegs erschöpft. Es liegen eine Menge von Aufgaben vor, deren Lösung noch aussteht. So sind z. B. die „Störbefreiung" und das „Gegensprechen" trotz aller aufgewandter Mühen und der zum Teil schon in mancher Hinsicht brauchbaren Anordnungen noch immer erst im Anfang ihrer Entwicklung. Von fundamentaler Wichtigkeit ist die endgültige Entwicklung des Schnellverkehrs. Im übrigen befindet sich das gesamte Sender- und Empfängergebiet sowohl in elektrischer als auch in konstruktiver und betriebstechnischer Beziehung im Zustande einer dauernden Verbesserung. Diesbezüglich ist ferner noch viel Umwälzendes und sogar völlig Neues zu erwarten.

Digitized by Google

Mit ganz besonderem Interesse dürfen wir aber der Lösung noch anders gearteter Aufgaben entgegensehen, bei denen unser Erdkörper und die ihn umgebende Atmosphäre direkt in Funktion treten. Die größte Entfernung auf der Erde beträgt 20000 km. Es kann nicht mehr lange dauern, bis wir an verschiedenen Stellen der Erdoberfläche Stationen besitzen, die auf diese Entfernung miteinander dauernd in betriebstechnischer Weise verkehren können. Dann ist aber auch die Möglichkeit gegeben, das „drahtlose Echo" meßtechnisch genau festzustellen. Damit geht die Lösung vieler anderer Probleme Hand in Hand.

Weitere Erforschung der Wirkung der Atmosphäre, des Einflusses der erdmagnetischen Kraft, sowie der außerirdischen Phänomene.

Die Wirkungsweise der Atmosphäre ist uns in fast allen Einzelheiten noch unbekannt, wenngleich durch Flugzeug- und Ballonversuche einerseits und Erdantennenversuche andererseits, sowie durch genaue Messungen bestimmter namentlich nordamerikanischer Stationen (insbesondere durch Austin) unter verschiedenen Verhältnissen, Jahreszeiten, Temperaturen usw. in mancher Hinsicht Klarheit geschaffen ist.

Der außerordentliche Einfluß der Sonne, welche das Zentrum größter elektromagnetischer Evolutionen ist, ist bekannt, insbesondere auch durch die zahlreichen atmosphärischen Störungen, welche hiermit im Zusammenhang stehen. Offenbar ist die Sonne und deren Protuberanzen auch der Grund für die häufigen vagabundierenden Störungen.

Welchen Einfluß übt aber z. B. die erdmagnetische Kraft in ihrer beständigen periodischen Veränderung aus? Wie wirken die Polarlichter auf den Empfang ein, und vermögen etwa auch außerirdische Vorgänge, wie Meteoriten- und Sternschnuppenschwärme, Sonnenflecke usw. einen Einfluß auf die Wellenfortpflanzung und auf den Empfang geltend zu machen? Keinerlei genaue Meßresultate, ja nicht einmal exakte Beobachtungen, liegen bis jetzt vor. Lediglich bei einer Sonnenfinsternis ist eine Zunahme der Empfangsintensität ziemlich allgemein beobachtet worden. Die für die Sonnenfinsternis im August 1914 im großen Stile geplanten Empfangsmessungen mußten leider wegen des Krieges unterbleiben.

Aber auch zahlreiche Phänomene, die sich auf der Erdoberfläche oder mindestens in den ihr angrenzenden Atmosphärenschichten abspielen, harren noch genauer wissenschaftlich-meßtechnischer Untersuchungen. Hierzu gehören auch Spiegelungs- bzw. Absorptionserscheinungen in schmalen Taleinschnitten, in Meerengen usw.

Unterschied der Empfangslautstärke Tags und Nachts. Reflexion und Dispersion.

Der absolut feststehende Unterschied der Empfangslautstärke Tags und Nachts, insbesondere bei gedämpften (Funken-)Schwingungen, welcher im wesentlichen von der Sonnenbestrahlung herrührt, beweist schon, daß u. a. infolge Ionisation besondere Verhältnisse vorliegen. Demnach scheint die Hypothese, daß die Erdatmosphäre in ihren höheren Schichten, vielleicht schon in der Wasserstoffsphäre (Gebiet des strahligen Polarlichtes) oder noch tiefer (ca. 50 km bis 100 km über der Erdoberfläche) mit einer vorzüglich leitenden Schicht in der Art eines Metallschirmes wirkt, der Nachts einen geringeren Abstand von der Erdoberfläche besitzt als Tags, wodurch Nachts infolge des kleineren zur Reflexion zur Verfügung stehenden Raumes weniger Energie verloren geht, nicht ohne weiteres von der Hand zu weisen zu sein.

Digitized by Google

Auch ist es bemerkenswert, daß die Empfangslautstärke mit Sonnen-Aufgang bzw. -Untergang fast sprungartig steigt oder fällt, was mit der Wellenreflexion an der sich plötzlich hebenden oder senkenden leitenden Schicht, unter welcher vermutlich eine halbleitende Schicht anzunehmen ist, zusammenhängen kann. Auch Interferenzerscheinungen scheinen verschiedentlich der Grund für eigenartige Phänomene zu sein.

Dann aber erkennt man auch sofort die Schwierigkeiten, drahtlose Wellen in den Weltenraum hinauszusenden.

Aussendung drahtloser Wellen in den Weltraum. Vorschlag von N. Tesla, die Erde selbst zu Schwingungen anzustoßen.

Die Verwendung äußerst kleiner Wellen in der Größenordnung der Lichtschwingungen, wie diese bei sämtlichen optisch-astronomischen Untersuchungen zugrunde liegen, ist zwar möglich, aber aus Energiegründen wenigstens zur Zeit nicht sehr vorteilhaft, wenngleich durch den Röhrensender es möglich geworden ist, kontinuierliche Schwingungen bis zu wenigen cm Wellenlänge herab zu erzeugen. Aussichtsvoller dürfte nur die Verwendung sehr langer Wellen sein; vielleicht indem nach dem Vorschlage von Tesla die Erde selbst zu Schwingungen angestoßen wird. Völlig unmöglich erscheint dieses nicht, aber unsere heutigen Mittel gestatten es uns leider noch nicht, anstelle der Hypothese den auch in dieser Hinsicht ausschlaggebenden Versuch zu setzen.

Digitized by Google

Drittes Kapitel.

Wichtigste Beobachtungs- und Meßinstrumente.

Zum Verständnis und Nachweis der in Kapitel IV auseinandergesetzten Schwingungsvorgänge in Sender- und Empfängerkreisen ist die kurze Beschreibung einiger der wichtigsten Beobachtungs- und Meßverfahren und Instrumente im nachstehenden erforderlich.

Eine Zusammenstellung der wichtigsten Meßmethoden und Anordnungen hierfür folgt in Kapitel V. S. 563 ff.

1. Der geeichte Kreis zur Messung der Wellenlänge (Frequenz) und Dämpfung (Wellenmesser).

Dieser dient dazu, exakt die Wellenlänge und Dämpfung der ausgesandten, bzw. aufgenommenen Schwingungen zu bestimmen und stellt die überhaupt wichtigste Meßapparatur der drahtlosen Telegraphie dar. Obwohl in Kapitel VI, S. 625 ff. eine eingehende Darstellung der Frequenzmessung und Frequenzmesser gegeben ist (siehe auch I, S. 576 ff.), und insbesondere auf die Ausführungen von Kapitel VI ohne weiteres Bezug genommen werden könnte, soll doch im Interesse des Zusammenhanges kurz zusammenfassend das Wesentliche eines technischen Frequenzmessers (Wellenmessers) hier wiedergegeben werden, wobei einige kurze Wiederholungen unvermeidlich sind.

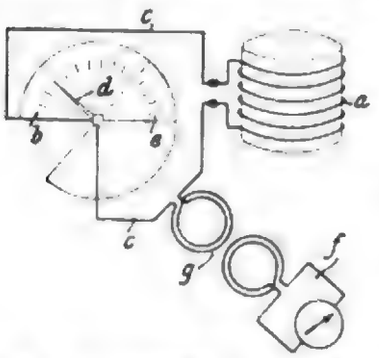


Abb. 24. Schema des Resonanzwellenmeßkreises mit induktiv angekoppeltem Resonanzindikator.

Der zur Zeit nahezu allein in Anwendung befindende Wellenmesser der drahtlosen Technik beruht auf dem Resonanzprinzip und besteht gemäß dem die typisch gewordene Wellenmesserkonstruktion andeutenden Schaltschema Abb. 34, aus einer Selbstinduktionsspule a und einem Kondensator b, welche zu einem möglichst verlustlosen System durch Leitungsdrähte c miteinander verbunden sind. Eine dieser Kreisgrößen ist allmählich veränderlich, z. B. der Kondensator b; die zwischen den festen Platten angeordneten beweglichen Kondensatorplatten sind mit einem Zeiger d versehen, der eine Skala e bestreicht, die entweder direkt in Wellenlängen geeicht ist, oder wobei man unter Anwendung einer Gradeinteilung die jeweilig eingestellte Wellenlänge mittels einer Tabelle oder Kurve feststellen kann.

Die eine der Größen a oder b, z. B. die Spule a ist außerdem leicht auswechselbar gegen eine größere oder kleinere Spule, so daß man mit einem und demselben Instrument einen sehr großen Wellenbereich z. B. von 100—10 000 m oder noch mehr bestreichen kann.

Mit diesem so gebildeten Resonanzkreise, welcher den eigentlichen Meßkreis darstellt, wird nun ein „Resonanzindikator" f passend verbunden. Diese Ver-

Digitized by Google

bindung kann so geschehen, daß der Resonanzindikator direkt in das Meßsystem *a b c* eingeschaltet wird. Da er jedoch in den meisten Fällen einen verhältnismäßig großen Widerstand besitzt und infolgedessen das Meßsystem zu stark dämpft, wodurch die Genauigkeit der Frequenzablesung wesentlich leiden würde, wird er mit dem Meßsystem lose gekoppelt (siehe z. B. auch Abb. 660, S. 627).

Dies kann z. B., wie Abb. 34 zeigt, in der Weise geschehen, daß eine variable induktive Kopplung mittels der gegeneinander beliebig einstellbaren Kopplungsspulen *g* bewirkt wird. Da besonderer Wert darauf zu legen ist, daß die Dämpfung und Kopplung im Meßsystem, mindestens so weit sie vom Resonanzindikator herrührt, in möglichst großem Bereiche automatisch konstant gehalten wird, hat man außer der variablen und einregulierbaren Kopplungsspule *g* auch noch andere Anordnungen getroffen, welche darauf beruhen, daß parallel zum Resonanzindikator ein entsprechender Wechselstromwiderstand geschaltet wird. Näheres hierüber ist in Kapitel IV, S. 129ff. und Kap. VI, S. 645ff. wiedergegeben.

Zu beachten ist noch, daß die Eichung des Wellenmessers in Wellenlängen streng genommen nur für den einen Resonanzindikator gültig ist, mit welchem die Eichung erfolgt ist.

Der Resonanzindikator zeigt entsprechend seiner Art und Konstruktion entweder mehr oder weniger breit den Bereich, in welchem das Meßsystem mit dem zu messenden System sich in Abstimmung befindet, oder er zeigt direkt den Punkt *R* (Abb. 35) an, d. h. den „Resonanzpunkt" [1]), in welchem eine vollkommene Abstimmung zwischen dem Wellenmesser und dem zu messenden System vorhanden ist (siehe z. B. auch I, Abb. 364, S. 342).

Man kann als Resonanzindikator irgend ein auf Strom, Spannung oder einen anderen elektrischen Effekt ansprechendes Instrument oder eine entsprechende Kombination eines Detektors mit einem Instrument benutzen. Als direkt verwendbares Instrument kommt z. B. ein Hitzdrahtluftthermometer inbetracht (ein dünner Metalldraht in einem luftabgeschlossenen Glaskolben, welcher an ein offenes, dünnes, mit Flüssigkeit gefülltes Glasrohr angeschmolzen ist, und wobei infolge der Erwärmung der Luft im Glaskolben die Flüssigkeit im Rohr ansteigt), eine kleine Glühlampe, eine Geißlerröhre oder andere luftverdünnte Röhre oder auch ein Dynamometer (zwei gegeneinander bewegliche Spulen, welche beim Stromdurchgang eine gegenseitige Ablenkung erfahren).

Als Resonanzindikatorkombination kommt in Frage ein Thermoelement (zwei sehr dünne, in der Spannungsreihe auseinander liegende, miteinander verschlungene, oder miteinander verlötete Metalldrähte) mit einem Galvanometer, oder was in der Praxis mehr Anwendung findet, die Kombination eines Detektors mit einem Galvanometer, oder sofern es nur auf qualitative Messungen ankommt anstelle des Galvanometers ein Telephon.

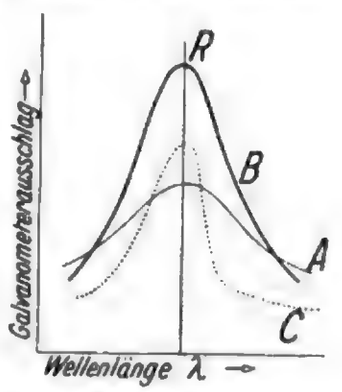


Abb. 35. Resonanzpunkt und verschiedenartige Resonanzkurven.

Mit einer derartigen Kombinationsanordnung unter Verwendung eines quantitativ arbeitenden Indikators kann man nicht nur den Resonanzpunkt *R* von Abb. 35 und hiermit die gesuchte Wellenlänge finden, sondern man kann vielmehr die ganze Resonanzkurve in ihrem vollen Verlauf aufnehmen, wie dies die Figur zeigt und feststellen, ob diese einen flachen Verlauf hat (Kurve *A*), was auf eine große Dämpfung der untersuchten Kreise schließen läßt, oder ob die Resonanz-

[1]) Manchmal wird in der Literatur auch der Punkt senkrechter Projektion von *R* auf die Abscisse als Resonanzpunkt bezeichnet.

Digitized by Google

kurve sonstige Abnormalitäten, die auf irgendwelche Störungen oder Unregelmäßigkeiten hinweist, besitzt (siehe Abb. 367, S. 348).

So kann z. B. das Sprühen von Kondensatoren eines geschlossenen Senderkreises aus der Resonanzkurve festgestellt werden, wie dies Kurve *C* dartut.

Ein derartiger Wellenmesser dient aber außerdem dazu, fast alle anderen erforderlichen Messungen auszuführen, wie z. B. den Kopplungsgrad, die Kapazität und Selbstinduktion von Einzelelementen der Stationen usw. festzustellen.

Der Meßkreis kann auch als geeichter Sender zur Erzeugung geringer Energien bestimmter und beliebig einregulierbarer Frequenz dienen.

Zu diesem Zweck wird an den aus Kapazität und Selbstinduktion bestehenden geeichten Kreis *a b* von Abb. 34 eine Stromquelle mit Unterbrecher angelegt, wie dies z. B. Abb. 698, S. 653 zeigt. Sobald der Unterbrecher in Tätigkeit tritt, sendet der Kreis *a b* alsdann schwach gedämpfte Schwingungen einer genau definierten Frequenz aus. Zu beachten ist, daß im allgemeinen infolge von Zuleitungen, Kopplungen usw. diese Frequenz bei denselben Kapazitäts- und Selbstinduktionsgrößen nicht vollkommen übereinstimmt mit derjenigen, welche mit dem Kreis erzielt wird, wenn derselbe als Empfänger z. B. mit Hitzdrahtinstrument geschaltet ist.

Es ist zweckmäßig, die Unterbrecherzahl möglichst hoch zu wählen, damit in dem von diesem geeichten Sendekreis angestoßenen System ein akustischer Ton erzeugt wird, mit welchem sich meßtechnisch besser arbeiten läßt, als wenn der Unterbrecher nur ein brodelndes Geräusch verursacht.

Selbstverständlich ist es auch möglich, den geeichten Kreis als kleinen Hochfrequenzsender auszubilden, was dadurch bewirkt werden kann, daß in denselben eine kleine Funkenstrecke eingeschaltet wird, die mittels eines Induktors erregt wird.

Die Größe der auf diese Weise zu erzeugenden Hochfrequenzenergie hängt lediglich von der Kapazitäts- und Selbstinduktionsgestaltung und von den bei diesen Apparaten zulässigen Maximalspannungen ab.

2. Der direkt zeigende Frequenzmesser.

Ist bis jetzt die Zahl der drahtlosen Stationen, bei denen der Sender mit einem direkt zeigenden Frequenzmesser ausgerüstet ist, noch sehr gering, so ist für die Zukunft doch vorauszusehen, daß mindestens alle größeren Senderanlagen mit direkt die Wellenlänge anzeigenden Frequenzmessern versehen werden. Es genügt dann ein Blick auf den direkt zeigenden Frequenzmesser, das Antennenamperemeter und eventuell den weiter unten folgenden Schwingungsanalysator, um ein vollkommenes Bild der Senderschwingungen in dem betrachteten Zeitmoment zu gewinnen, ohne daß umständliche und zeitraubende Messungen erforderlich sind.

Die bisher vorgeschlagenen und in der Praxis eingeführten direkt zeigenden Frequenzmesser, unter diesen insbesondere der Frequenzmesser von Ferrié sind in Kapitel VI, S. 677 ff. beschrieben.

3. Der aperiodische Empfangsprüfkreis.

A. Der aperiodische Detektorkreis.

Nicht immer ist es erforderlich, meßtechnisch genau vorzugehen. Vielfach will man nur wissen, ob überhaupt Schwingungen vorhanden sind und z. B. bei tönenden Sendern, ob der erzeugte Ton gut ist. Hierzu ist kein schwachgedämpfter Meßkreis mit regulierbarer Eigenfrequenz erforderlich, der stets ein

Digitized by Google

Bauart Stoney, Pittsburgh, Pa., ausgeführt. Die Anlage besteht aus einem Sammelbecken, das durch eine Schleuse mit dem Ohio verbunden ist. Das Becken hat eine Länge von 1,6 km, eine Breite von 0,4 km und eine Tiefe von 6,1 m. Es ist durch einen Damm von 1,6 km Länge und 6,1 m Höhe abgeschlossen. Die Schleuse hat eine Länge von 183 m und eine Breite von 33,5 m. Sie ist mit einem Hubtor versehen, das durch 4 Gegengewichte ausgeglichen wird. Die Gegengewichte sind in Schächten neben der Schleuse untergebracht. Das Hubtor hat eine Höhe von 6,1 m und eine Breite von 33,5 m. Es ist durch 4 Gegengewichte ausgeglichen, die in Schächten neben der Schleuse untergebracht sind. Das Hubtor hat eine Höhe von 6,1 m und eine Breite von 33,5 m. Es ist durch 4 Gegengewichte ausgeglichen, die in Schächten neben der Schleuse untergebracht sind.

Fig. 1. Sammelbecken-Schleusenanlage Pittsburgh, Pa.

Fig. 2. Schleusenanlage Pittsburgh, Pa., Ansicht des Hubtores.

Aufgabe 1: Ein Kupferdraht mit einem Durchmesser von 0,5 mm wird mit einer Spannung von 220 V betrieben. Die Stromstärke beträgt 1,5 A. Berechne die Länge des Drahtes.

Lösung: Gegeben: $d = 0{,}5\ \text{mm}$, $U = 220\ \text{V}$, $I = 1{,}5\ \text{A}$, $\rho = 0{,}0178\ \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}}$

Gesucht: l

Zuerst berechnen wir den Widerstand R mit dem Ohmschen Gesetz: $R = \frac{U}{I} = \frac{220\ \text{V}}{1{,}5\ \text{A}} = 146{,}7\ \Omega$

Nun stellen wir die Formel für den Widerstand nach der Länge l um: $R = \rho \cdot \frac{l}{A} \Rightarrow l = \frac{R \cdot A}{\rho}$

Wir setzen ein: $l = \frac{146{,}7\ \Omega \cdot 0{,}196\ \text{mm}^2}{0{,}0178\ \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}}} = 1616\ \text{m}$

Aufgabe 2: Ein Kupferdraht mit einem Durchmesser von 0,5 mm und einer Länge von 1616 m wird mit einer Spannung von 220 V betrieben. Berechne die Stromstärke.

Lösung: Gegeben: $d = 0{,}5\ \text{mm}$, $U = 220\ \text{V}$, $l = 1616\ \text{m}$, $\rho = 0{,}0178\ \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}}$

Gesucht: I

Zuerst berechnen wir den Widerstand R mit der Formel für den Widerstand: $R = \rho \cdot \frac{l}{A} = 0{,}0178\ \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}} \cdot \frac{1616\ \text{m}}{0{,}196\ \text{mm}^2} = 146{,}7\ \Omega$

Nun stellen wir die Formel für das Ohmsche Gesetz nach der Stromstärke I um: $R = \frac{U}{I} \Rightarrow I = \frac{U}{R}$

Wir setzen ein: $I = \frac{220\ \text{V}}{146{,}7\ \Omega} = 1{,}5\ \text{A}$

Aufgabe 3: Ein Kupferdraht mit einer Länge von 1616 m wird mit einer Spannung von 220 V betrieben. Die Stromstärke beträgt 1,5 A. Berechne den Durchmesser des Drahtes.

Lösung: Gegeben: $U = 220\ \text{V}$, $I = 1{,}5\ \text{A}$, $l = 1616\ \text{m}$, $\rho = 0{,}0178\ \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}}$

Gesucht: d

Zuerst berechnen wir den Widerstand R mit dem Ohmschen Gesetz: $R = \frac{U}{I} = \frac{220\ \text{V}}{1{,}5\ \text{A}} = 146{,}7\ \Omega$

Nun stellen wir die Formel für den Widerstand nach der Querschnittsfläche A um: $R = \rho \cdot \frac{l}{A} \Rightarrow A = \frac{\rho \cdot l}{R}$

Wir setzen ein: $A = \frac{0{,}0178\ \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}} \cdot 1616\ \text{m}}{146{,}7\ \Omega} = 0{,}196\ \text{mm}^2$

Nun stellen wir die Formel für die Querschnittsfläche nach dem Durchmesser d um: $A = \frac{d^2 \cdot \pi}{4} \Rightarrow d = \sqrt{\frac{4 \cdot A}{\pi}}$

Wir setzen ein: $d = \sqrt{\frac{4 \cdot 0{,}196\ \text{mm}^2}{\pi}} = 0{,}5\ \text{mm}$

7. Die Volumenausdehnung von Festkörpern

Wenn man einen Festkörper erwärmt, dehnt er sich aus. Dabei dehnt er sich in alle Richtungen gleichmäßig aus. Das heißt, dass sich sowohl die Länge, als auch die Breite und die Höhe vergrößern. Dadurch vergrößert sich auch das Volumen des Körpers.

Die Volumenausdehnung eines Festkörpers kann mit der folgenden Formel berechnet werden:

$$\Delta V = V_0 \cdot \gamma \cdot \Delta T$$

ΔV ist die Volumenänderung, V_0 ist das Anfangsvolumen, γ ist der Ausdehnungskoeffizient und ΔT ist die Temperaturänderung.

Der Ausdehnungskoeffizient γ ist ungefähr dreimal so groß wie der Längenausdehnungskoeffizient α. Es gilt: $\gamma \approx 3 \cdot \alpha$

Schwingungsmesser, die Schwingungsbeschleunigungen messen, sind in Abb. 12 und 13 dargestellt. Sie bestehen aus einem Gehäuse, das mit dem zu untersuchenden Körper fest verbunden wird, und einer Masse, die durch Federn mit dem Gehäuse verbunden ist.

Abb. 12. Schwingungsmesser nach Geiger.

Abb. 13. Schwingungsmesser nach Seidel.

Bei dem Schwingungsmesser nach Geiger (Abb. 12) ist die Masse eine Kugel, die durch zwei Federn in der Mitte gehalten wird. Bei dem Schwingungsmesser nach Seidel (Abb. 13) ist die Masse ein Zylinder, der durch zwei Federn in der Mitte gehalten wird. Bei beiden Schwingungsmessern ist die Masse in einem Gehäuse eingeschlossen, das mit dem zu untersuchenden Körper fest verbunden wird. Bei Schwingungen des Gehäuses wird die Masse gegen die Federn bewegt. Diese Bewegung wird durch einen Zeiger auf einer Skala angezeigt.

Abb. 14. Schwingungsmesser nach Seidel.

Abb. 15. Schwingungsmesser nach Seidel.

Bei dem Schwingungsmesser nach Seidel (Abb. 14) ist die Masse ein Zylinder, der durch zwei Federn in der Mitte gehalten wird. Bei dem Schwingungsmesser nach Seidel (Abb. 15) ist die Masse ein Zylinder, der durch zwei Federn in der Mitte gehalten wird. Bei beiden Schwingungsmessern ist die Masse in einem Gehäuse eingeschlossen, das mit dem zu untersuchenden Körper fest verbunden wird. Bei Schwingungen des Gehäuses wird die Masse gegen die Federn bewegt. Diese Bewegung wird durch einen Zeiger auf einer Skala angezeigt.

Die Vereinigung eines derartigen Schwingungsanalysators mit einem geeichten Schwingungskreis zeigt Abb. 42. Die Verbindung des Drehplattenkondensators mit der auswechselbaren Spule, um den Wellenbereich stufenförmig zu verändern, und dem Schwingungsanalysator erfolgt durch in Leder eingenähte Kupferlitze. Hierdurch bleibt bei vorzüglicher Beweglichkeit die Eichung des Kreises gewahrt. Mit dem Schwingungsanalysator gewonnene Bilder gedämpfter und ungedämpfter Schwingungen sind in den Abb. 343 bis 349, S. 320ff. wiedergegeben.

B. Der Funkenzähler.

Obwohl man mit dem Analysator auch Funkenzahlen feststellen kann, hat man doch noch besondere Funkenzähler konstruiert.

Die Funkenzähleinrichtung dient dazu, möglichst direkt und ohne Anstellung einer Berechnung die Anzahl der Entladungen in einer bestimmten Zeit direkt anzuzeigen.

Die indirekten Funkenzähler, abgesehen von rotierendem Spiegel, Stroboskop und Schwingungsanalysator, arbeiten im allgemeinen mit einem Hilfskreis, welcher eine zweite Funkenstrecke enthält und durch welche ein Papierband (z. B. ein Morsestreifen) in einer bestimmten Zeit gleichmäßig hindurchbewegt wird. Jeder Funken markiert sich als kleine Erhöhung bzw. Vertiefung auf dem Papierstreifen.

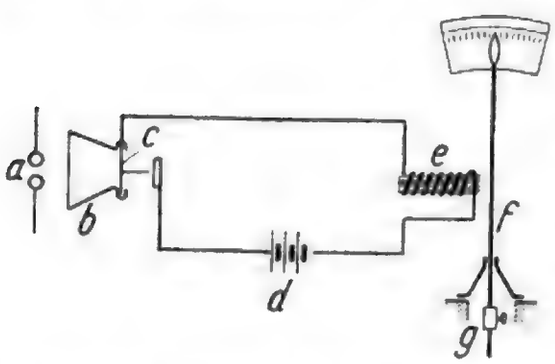


Abb. 43. Schema des Funkenzählers von Telefunken.

Um den Beginn der Funkenmarkierung festzulegen, kann man hierbei noch ein Fallpendel anwenden (I. A. Fleming).

Die Anordnungen sind aber umständlich, erfordern verhältnismäßig viel Nebenapparate, üben bei zu fester Kopplung eine Rückwirkung auf das Hauptsystem aus und zeigen insbesondere die Funkenzahl nicht sofort an, sondern es ist vielmehr nur möglich, dieselbe erst nachträglich festzustellen.

Bei dem Funkenzähler von Telefunken, welcher entsprechend Abb. 43 auf dem Frahmschen Frequenzmesserprinzip beruht, sind diese Mängel vermieden, und der leicht und bequem zu transportierende Apparat, welcher keine Rückwirkung auf das Schwingungssystem ausübt und die Entladungszahl sofort ablesbar anzeigt, kann bis zu relativ hohen Entladungszahlen herauf angewendet werden.

Die akustischen Schwingungen der von der Funkenstrecke *a* erzeugten Entladungen wirken auf ein Mikrophon *b*, erschüttern die Membran *c* und beeinflussen den durch das Mikrophon fließenden Strom einer Batterie *d*, der durch eine Magnetspule *e* gesandt wird. Durch letztere wird eine Stahlzunge *f* in Schwingungen versetzt, welche entsprechend den Stromimpulsen und damit der Funkenzahl in Resonanz gerät und diese direkt auf einer geeichten Skala anzeigt.

Die Resonanzeinstellung der Zunge kann durch ein Laufgewicht *g* verändert werden. Auf diese Weise kann man mehrere in entsprechende Funkenzahlen geeichte Skalen verwenden.

6. Die Braun-Zenneckschе Kathodenröhre.

A. Anwendungsgebiete und allgemeine Anordnung der Kathodenröhre.

Der universellste Oszillograph, welcher Schwingungen beliebiger Zahl und zwar bis zu den höchsten Frequenzen herauf sowohl mit dem Auge zu betrachten

Digitized by Google

$$\sigma_{max} = \frac{M_{max}}{S} = \frac{M_{max}}{\frac{I}{c}} = \frac{M_{max}c}{I}$$

Fig. 5–26a

Fig. 5–26b

Fig. 5–26c

Fig. 5–26d

Fig. 5–26e

Fig. 5–26f

Fig. 5–26g

Fig. 5–26h

Fig. 5–26i

Fig. 5–26j

Fig. 5–26k

Fig. 5–26l

Fig. 5–26m

Fig. 5–26n

Fig. 5–26o

Fig. 5–26p

Fig. 5–26q

Fig. 5–26r

Fig. 5–26s

Fig. 5–26t

Fig. 5–26u

Fig. 5–26v

Fig. 5–26w

Fig. 5–26x

Fig. 5–26y

Fig. 5–26z

Fig. 5–26aa

Fig. 5–26ab

Fig. 5–26ac

Fig. 5–26ad

Fig. 5–26ae

Fig. 5–26af

Fig. 5–26ag

Fig. 5–26ah

Fig. 5–26ai

Fig. 5–26aj

Fig. 5–26ak

Fig. 5–26al

Fig. 5–26am

Fig. 5–26an

Fig. 5–26ao

Fig. 5–26ap

Fig. 5–26aq

Fig. 5–26ar

Fig. 5–26as

Fig. 5–26at

Fig. 5–26au

Fig. 5–26av

Fig. 5–26aw

Fig. 5–26ax

Fig. 5–26ay

Fig. 5–26az

Fig. 5–26ba

Fig. 5–26bb

Fig. 5–26bc

Fig. 5–26bd

Fig. 5–26be

Fig. 5–26bf

Fig. 5–26bg

Fig. 5–26bh

Fig. 5–26bi

Fig. 5–26bj

Fig. 5–26bk

Fig. 5–26bl

Fig. 5–26bm

Fig. 5–26bn

Fig. 5–26bo

Fig. 5–26bp

Fig. 5–26bq

Fig. 5–26br

Fig. 5–26bs

Fig. 5–26bt

Fig. 5–26bu

Fig. 5–26bv

Fig. 5–26bw

Fig. 5–26bx

Fig. 5–26by

Fig. 5–26bz

Fig. 5–26ca

Fig. 5–26cb

Fig. 5–26cc

Fig. 5–26cd

Fig. 5–26ce

Fig. 5–26cf

Fig. 5–26cg

Fig. 5–26ch

Fig. 5–26ci

Fig. 5–26cj

Fig. 5–26ck

Fig. 5–26cl

Fig. 5–26cm

Fig. 5–26cn

Fig. 5–26co

Fig. 5–26cp

Fig. 5–26cq

Fig. 5–26cr

Fig. 5–26cs

Fig. 5–26ct

Fig. 5–26cu

Fig. 5–26cv

Fig. 5–26cw

Fig. 5–26cx

Fig. 5–26cy

Fig. 5–26cz

Fig. 5–26da

Fig. 5–26db

Fig. 5–26dc

Fig. 5–26dd

Fig. 5–26de

Fig. 5–26df

Fig. 5–26dg

Fig. 5–26dh

Fig. 5–26di

Fig. 5–26dj

Fig. 5–26dk

Fig. 5–26dl

Fig. 5–26dm

Fig. 5–26dn

Fig. 5–26do

Fig. 5–26dp

Fig. 5–26dq

Fig. 5–26dr

Fig. 5–26ds

Fig. 5–26dt

Fig. 5–26du

Fig. 5–26dv

Fig. 5–26dw

Fig. 5–26dx

Fig. 5–26dy

Fig. 5–26dz

Fig. 5–26ea

Fig. 5–26eb

Fig. 5–26ec

Fig. 5–26ed

Fig. 5–26ee

Fig. 5–26ef

Fig. 5–26eg

Fig. 5–26eh

Fig. 5–26ei

Fig. 5–26ej

Fig. 5–26ek

Fig. 5–26el

Fig. 5–26em

Fig. 5–26en

Fig. 5–26eo

Fig. 5–26ep

Fig. 5–26eq

Fig. 5–26er

Fig. 5–26es

Fig. 5–26et

Fig. 5–26eu

Fig. 5–26ev

Fig. 5–26ew

Fig. 5–26ex

Fig. 5–26ey

Fig. 5–26ez

Fig. 5–26fa

Fig. 5–26fb

Fig. 5–26fc

Fig. 5–26fd

Fig. 5–26fe

Fig. 5–26ff

Fig. 5–26fg

Fig. 5–26fh

Fig. 5–26fi

Fig. 5–26fj

Fig. 5–26fk

Fig. 5–26fl

Fig. 5–26fm

Fig. 5–26fn

Fig. 5–26fo

Fig. 5–26fp

Fig. 5–26fq

Fig. 5–26fr

Fig. 5–26fs

Fig. 5–26ft

Fig. 5–26fu

Fig. 5–26fv

Fig. 5–26fw

Fig. 5–26fx

Fig. 5–26fy

Fig. 5–26fz

Fig. 5–26ga

Fig. 5–26gb

Fig. 5–26gc

Fig. 5–26gd

Fig. 5–26ge

Fig. 5–26gf

Fig. 5–26gg

Fig. 5–26gh

Fig. 5–26gi

Fig. 5–26gj

Fig. 5–26gk

Fig. 5–26gl

Fig. 5–26gm

Fig. 5–26gn

Fig. 5–26go

Fig. 5–26gp

Fig. 5–26gq

Fig. 5–26gr

Fig. 5–26gs

Fig. 5–26gt

Fig. 5–26gu

Fig. 5–26gv

Fig. 5–26gw

Fig. 5–26gx

Fig. 5–26gy

Fig. 5–26gz

Fig. 5–26ha

Fig. 5–26hb

Fig. 5–26hc

Fig. 5–26hd

Fig. 5–26he

Fig. 5–26hf

Fig. 5–26hg

Fig. 5–26hh

Fig. 5–26hi

Fig. 5–26hj

Fig. 5–26hk

Fig. 5–26hl

Fig. 5–26hm

Fig. 5–26hn

Fig. 5–26ho

Fig. 5–26hp

Fig. 5–26hq

Fig. 5–26hr

Fig. 5–26hs

Fig. 5–26ht

Fig. 5–26hu

Fig. 5–26hv

Fig. 5–26hw

Fig. 5–26hx

Fig. 5–26hy

Fig. 5–26hz

Fig. 5–26ia

Fig. 5–26ib

Fig. 5–26ic

Fig. 5–26id

Fig. 5–26ie

Fig. 5–26if

Fig. 5–26ig

Fig. 5–26ih

Fig. 5–26ii

Fig. 5–26ij

Fig. 5–26ik

Fig. 5–26il

Fig. 5–26im

Fig. 5–26in

Fig. 5–26io

Fig. 5–26ip

Fig. 5–26iq

Fig. 5–26ir

Fig. 5–26is

Fig. 5–26it

Fig. 5–26iu

Fig. 5–26iv

Fig. 5–26iw

Fig. 5–26ix

Fig. 5–26iy

Fig. 5–26iz

Fig. 5–26ja

Fig. 5–26jb

Fig. 5–26jc

Fig. 5–26jd

Fig. 5–26je

Fig. 5–26jf

Fig. 5–26jg

Fig. 5–26jh

Fig. 5–26ji

Fig. 5–26jj

Fig. 5–26jk

Fig. 5–26jl

Fig. 5–26jm

Fig. 5–26jn

Fig. 5–26jo

Fig. 5–26jp

Fig. 5–26jq

Fig. 5–26jr

Fig. 5–26js

Fig. 5–26jt

Fig. 5–26ju

Fig. 5–26jv

Fig. 5–26jw

Fig. 5–26jx

Fig. 5–26jy

Fig. 5–26jz

Fig. 5–26ka

Fig. 5–26kb

Fig. 5–26kc

Fig. 5–26kd

Fig. 5–26ke

Fig. 5–26kf

Fig. 5–26kg

Fig. 5–26kh

Fig. 5–26ki

Fig. 5–26kj

Fig. 5–26kk

Fig. 5–26kl

Fig. 5–26km

Fig. 5–26kn

Fig. 5–26ko

Fig. 5–26kp

Fig. 5–26kq

Fig. 5–26kr

Fig. 5–26ks

Fig. 5–26kt

Fig. 5–26ku

Fig. 5–26kv

Fig. 5–26kw

Fig. 5–26kx

Fig. 5–26ky

Fig. 5–26kz

Fig. 5–26la

Fig. 5–26lb

Fig. 5–26lc

Fig. 5–26ld

Fig. 5–26le

Fig. 5–26lf

Fig. 5–26lg

Fig. 5–26lh

Fig. 5–26li

Fig. 5–26lj

Fig. 5–26lk

Fig. 5–26ll

Fig. 5–26lm

Fig. 5–26ln

Fig. 5–26lo

Fig. 5–26lp

Fig. 5–26lq

Fig. 5–26lr

Fig. 5–26ls

Fig. 5–26lt

Fig. 5–26lu

Fig. 5–26lv

Fig. 5–26lw

Fig. 5–26lx

Fig. 5–26ly

Fig. 5–26lz

Fig. 5–26ma

Fig. 5–26mb

Fig. 5–26mc

Fig. 5–26md

Fig. 5–26me

Fig. 5–26mf

Fig. 5–26mg

Fig. 5–26mh

Fig. 5–26mi

Fig. 5–26mj

Fig. 5–26mk

Fig. 5–26ml

Fig. 5–26mm

Fig. 5–26mn

Fig. 5–26mo

Fig. 5–26mp

Fig. 5–26mq

Fig. 5–26mr

Fig. 5–26ms

Fig. 5–26mt

Fig. 5–26mu

Fig. 5–26mv

Fig. 5–26mw

Fig. 5–26mx

Fig. 5–26my

Fig. 5–26mz

Fig. 5–26na

Fig. 5–26nb

Fig. 5–26nc

Fig. 5–26nd

Fig. 5–26ne

Fig. 5–26nf

Fig. 5–26ng

Fig. 5–26nh

Fig. 5–26ni

Fig. 5–26nj

Fig. 5–26nk

Fig. 5–26nl

Fig. 5–26nm

Fig. 5–26nn

Fig. 5–26no

Fig. 5–26np

Fig. 5–26nq

Fig. 5–26nr

Fig. 5–26ns

Fig. 5–26nt

Fig. 5–26nu

Fig. 5–26nv

Fig. 5–26nw

Fig. 5–26nx

Fig. 5–26ny

Fig. 5–26nz

Fig. 5–26oa

Fig. 5–26ob

Fig. 5–26oc

Fig. 5–26od

Fig. 5–26oe

Fig. 5–26of

Fig. 5–26og

Fig. 5–26oh

Fig. 5–26oi

Fig. 5–26oj

Fig. 5–26ok

Fig. 5–26ol

Fig. 5–26om

Fig. 5–26on

Fig. 5–26oo

Fig. 5–26op

Fig. 5–26oq

Fig. 5–26or

Fig. 5–26os

Fig. 5–26ot

Fig. 5–26ou

Fig. 5–26ov

Fig. 5–26ow

Fig. 5–26ox

Fig. 5–26oy

Fig. 5–26oz

Fig. 5–26pa

Fig. 5–26pb

Fig. 5–26pc

Fig. 5–26pd

Fig. 5–26pe

Fig. 5–26pf

Fig. 5–26pg

Fig. 5–26ph

Fig. 5–26pi

Fig. 5–26pj

Fig. 5–26pk

Fig. 5–26pl

Fig. 5–26pm

Fig. 5–26pn

Fig. 5–26po

Fig. 5–26pp

Fig. 5–26pq

Fig. 5–26pr

Fig. 5–26ps

Fig. 5–26pt

Fig. 5–26pu

Fig. 5–26pv

Fig. 5–26pw

Fig. 5–26px

Fig. 5–26py

Fig. 5–26pz

Fig. 5–26qa

Fig. 5–26qb

Fig. 5–26qc

Fig. 5–26qd

Fig. 5–26qe

Fig. 5–26qf

Fig. 5–26qg

Fig. 5–26qh

Fig. 5–26qi

Fig. 5–26qj

Fig. 5–26qk

Fig. 5–26ql

Fig. 5–26qm

Fig. 5–26qn

Fig. 5–26qo

Fig. 5–26qp

Fig. 5–26qq

Fig. 5–26qr

Fig. 5–26qs

Fig. 5–26qt

Fig. 5–26qu

Fig. 5–26qv

Fig. 5–26qw

Fig. 5–26qx

Fig. 5–26qy

Fig. 5–26qz

Fig. 5–26ra

Fig. 5–26rb

Fig. 5–26rc

Fig. 5–26rd

Fig. 5–26re

Fig. 5–26rf

Fig. 5–26rg

Fig. 5–26rh

Fig. 5–26ri

Fig. 5–26rj

Fig. 5–26rk

Fig. 5–26rl

Fig. 5–26rm

Fig. 5–26rn

Fig. 5–26ro

Fig. 5–26rp

Fig. 5–26rq

Fig. 5–26rr

Fig. 5–26rs

Fig. 5–26rt

Fig. 5–26ru

Fig. 5–26rv

Fig. 5–26rw

Fig. 5–26rx

Fig. 5–26ry

Fig. 5–26rz

Fig. 5–26sa

Fig. 5–26sb

Fig. 5–26sc

Fig. 5–26sd

Fig. 5–26se

Fig. 5–26sf

Fig. 5–26sg

Fig. 5–26sh

Fig. 5–26si

Fig. 5–26sj

Fig. 5–26sk

Fig. 5–26sl

Fig. 5–26sm

Fig. 5–26sn

Fig. 5–26so

Fig. 5–26sp

Fig. 5–26sq

Fig. 5–26sr

Fig. 5–26ss

Fig. 5–26st

Fig. 5–26su

Fig. 5–26sv

Fig. 5–26sw

Fig. 5–26sx

Fig. 5–26sy

Fig. 5–26sz

Fig. 5–26ta

Fig. 5–26tb

Fig. 5–26tc

Fig. 5–26td

Fig. 5–26te

Fig. 5–26tf

Fig. 5–26tg

Fig. 5–26th

Fig. 5–26ti

Fig. 5–26tj

Fig. 5–26tk

Fig. 5–26tl

Fig. 5–26tm

Fig. 5–26tn

Fig. 5–26to

Fig. 5–26tp

Fig. 5–26tq

Fig. 5–26tr

Fig. 5–26ts

Fig. 5–26tt

Fig. 5–26tu

Fig. 5–26tv

Fig. 5–26tw

Fig. 5–26tx

Fig. 5–26ty

Fig. 5–26tz

Fig. 5–26ua

Fig. 5–26ub

Fig. 5–26uc

Fig. 5–26ud

Fig. 5–26ue

Fig. 5–26uf

Fig. 5–26ug

Fig. 5–26uh

Fig. 5–26ui

Fig. 5–26uj

Fig. 5–26uk

Fig. 5–26ul

Fig. 5–26um

Fig. 5–26un

Fig. 5–26uo

Fig. 5–26up

Fig. 5–26uq

Fig. 5–26ur

Fig. 5–26us

Fig. 5–26ut

Fig. 5–26uu

Fig. 5–26uv

Fig. 5–26uw

Fig. 5–26ux

Fig. 5–26uy

Fig. 5–26uz

Fig. 5–26va

Fig. 5–26vb

Fig. 5–26vc

Fig. 5–26vd

Fig. 5–26ve

Fig. 5–26vf

Fig. 5–26vg

Fig. 5–26vh

Fig. 5–26vi

Fig. 5–26vj

Fig. 5–26vk

Fig. 5–26vl

Fig. 5–26vm

Fig. 5–26vn

Fig. 5–26vo

Fig. 5–26vp

Fig. 5–26vq

Fig. 5–26vr

Fig. 5–26vs

Fig. 5–26vt

Fig. 5–26vu

Fig. 5–26vv

Fig. 5–26vw

Fig. 5–26vx

Fig. 5–26vy

Fig. 5–26vz

Fig. 5–26wa

Fig. 5–26wb

Fig. 5–26wc

Fig. 5–26wd

Fig. 5–26we

Fig. 5–26wf

Fig. 5–26wg

Fig. 5–26wh

Fig. 5–26wi

Fig. 5–26wj

Fig. 5–26wk

Fig. 5–26wl

Fig. 5–26wm

Fig. 5–26wn

Fig. 5–26wo

Fig. 5–26wp

Fig. 5–26wq

Fig. 5–26wr

Fig. 5–26ws

Fig. 5–26wt

Fig. 5–26wu

Fig. 5–26wv

Fig. 5–26ww

Fig. 5–26wx

Fig. 5–26wy

Fig. 5–26wz

Fig. 5–26xa

Fig. 5–26xb

Fig. 5–26xc

Fig. 5–26xd

Fig. 5–26xe

Fig. 5–26xf

Fig. 5–26xg

Fig. 5–26xh

Fig. 5–26xi

Fig. 5–26xj

Fig. 5–26xk

Fig. 5–26xl

Fig. 5–26xm

Fig. 5–26xn

Fig. 5–26xo

Fig. 5–26xp

Fig. 5–26xq

Fig. 5–26xr

Fig. 5–26xs

Fig. 5–26xt

Fig. 5–26xu

Fig. 5–26xv

Fig. 5–26xw

Fig. 5–26xx

Fig. 5–26xy

Fig. 5–26xz

Fig. 5–26ya

Fig. 5–26yb

Fig. 5–26yc

Fig. 5–26yd

Fig. 5–26ye

Fig. 5–26yf

Fig. 5–26yg

Fig. 5–26yh

Fig. 5–26yi

Fig. 5–26yj

Fig. 5–26yk

Fig. 5–26yl

Fig. 5–26ym

Fig. 5–26yn

Fig. 5–26yo

Fig. 5–26yp

Fig. 5–26yq

Fig. 5–26yr

Fig. 5–26ys

Fig. 5–26yt

Fig. 5–26yu

Fig. 5–26yv

Fig. 5–26yw

Fig. 5–26yx

Fig. 5–26yy

Fig. 5–26yz

Fig. 5–26za

Fig. 5–26zb

Fig. 5–26zc

Fig. 5–26zd

Fig. 5–26ze

Fig. 5–26zf

Fig. 5–26zg

Fig. 5–26zh

Fig. 5–26zi

Fig. 5–26zj

Fig. 5–26zk

Fig. 5–26zl

Fig. 5–26zm

Fig. 5–26zn

Fig. 5–26zo

Fig. 5–26zp

Fig. 5–26zq

Fig. 5–26zr

Fig. 5–26zs

Fig. 5–26zt

Fig. 5–26zu

Fig. 5–26zv

Fig. 5–26zw

Fig. 5–26zx

Fig. 5–26zy

Fig. 5–26zz

Fig. 5–26aaa

Fig. 5–26aab

Fig. 5–26aac

Fig. 5–26aad

Fig. 5–26aae

Fig. 5–26aaf

Fig. 5–26aag

Fig. 5–26aah

Fig. 5–26aai

Fig. 5–26aaj

Fig. 5–26aak

Fig. 5–26aal

Fig. 5–26aam

Fig. 5–26aan

Fig. 5–26aao

Fig. 5–26aap

Fig. 5–26aaq

Fig. 5–26aar

Fig. 5–26aas

Fig. 5–26aat

Fig. 5–26aau

Fig. 5–26aav

Fig. 5–26aaw

Fig. 5–26aax

Fig. 5–26aay

Fig. 5–26aaz

Fig. 5–26aba

Fig. 5–26abb

Fig. 5–26abc

Fig. 5–26abd

Fig. 5–26abe

Fig. 5–26abf

Fig. 5–26abg

Fig. 5–26abh

Fig. 5–26abi

Fig. 5–26abj

Fig. 5–26abk

Fig. 5–26abl

Fig. 5–26abm

Fig. 5–26abn

Fig. 5–26abo

Fig. 5–26abp

Fig. 5–26abq

Fig. 5–26abr

Fig. 5–26abs

Fig. 5–26abt

Fig. 5–26abu

Fig. 5–26abv

Fig. 5–26abw

Fig. 5–26abx

Fig. 5–26aby

Fig. 5–26abz

Fig. 5–26aca

Fig. 5–26acb

Fig. 5–26acc

Fig. 5–26acd

Fig. 5–26ace

Fig. 5–26acf

Fig. 5–26acg

Fig. 5–26ach

Fig. 5–26aci

Fig. 5–26acj

Fig. 5–26ack

Fig. 5–26acl

Fig. 5–26acm

Fig. 5–26acn

Fig. 5–26aco

Fig. 5–26acp

Fig. 5–26acq

Fig. 5–26acr

Fig. 5–26acs

Fig. 5–26act

Fig. 5–26acu

Fig. 5–26acv

Fig. 5–26acw

Fig. 5–26acx

Fig. 5–26acy

Fig. 5–26acz

Fig. 5–26ada

Fig. 5–26adb

Fig. 5–26adc

Fig. 5–26add

Fig. 5–26ade

Fig. 5–26adf

Fig. 5–26adg

Fig. 5–26adh

Fig. 5–26adi

Fig. 5–26adj

Fig. 5–26adk

Fig. 5–26adl

Fig. 5–26adm

Fig. 5–26adn

Fig. 5–26ado

Fig. 5–26adp

Fig. 5–26adq

Fig. 5–26adr

Fig. 5–26ads

Fig. 5–26adt

Fig. 5–26adu

Fig. 5–26adv

Fig. 5–26adw

Fig. 5–26adx

Fig. 5–26ady

Fig. 5–26adz

Fig. 5–26aea

Fig. 5–26aeb

Fig. 5–26aec

Fig. 5–26aed

Fig. 5–26aee

Fig. 5–26aef

Fig. 5–26aeg

Fig. 5–26aeh

Fig. 5–26aei

Fig. 5–26aej

Fig. 5–26aek

Fig. 5–26ael

Fig. 5–26aem

Fig. 5–26aen

Fig. 5–26aeo

Fig. 5–26aep

Fig. 5–26aeq

Fig. 5–26aer

Fig. 5–26aes

Fig. 5–26aet

Fig. 5–26aeu

Fig. 5–26aev

Fig. 5–26aew

Fig. 5–26aex

Fig. 5–26aey

Fig. 5–26aez

Fig. 5–26afa

Fig. 5–26afb

Fig. 5–26afc

Fig. 5–26afd

Fig. 5–26afe

Fig. 5–26aff

Fig. 5–26afg

Fig. 5–26afh

Fig. 5–26afi

Fig. 5–26afj

Fig. 5–26afk

Fig. 5–26afl

Fig. 5–26afm

Fig. 5–26afn

Fig. 5–26afo

Fig. 5–26afp

Fig. 5–26afq

Fig. 5–26afr

Fig. 5–26afs

Fig. 5–26aft

Fig. 5–26afu

Fig. 5–26afv

Fig. 5–26afw

Fig. 5–26afx

Fig. 5–26afy

Fig. 5–26afz

Fig. 5–26aga

Fig. 5–26agb

Fig. 5–26agc

Fig. 5–26agd

Fig. 5–26age

Fig. 5–26agf

Fig. 5–26agg

Fig. 5–26agh

Fig. 5–26agi

Fig. 5–26agj

Fig. 5–26agk

Fig. 5–26agl

Fig. 5–26agm

Fig. 5–26agn

Fig. 5–26ago

Fig. 5–26agp

Fig. 5–26agq

Fig. 5–26agr

Fig. 5–26ags

Fig. 5–26agt

Fig. 5–26agu

Fig. 5–26agv

Fig. 5–26agw

Fig. 5–26agx

Fig. 5–26agy

Fig. 5–26agz

Fig. 5–26aha

Fig. 5–26ahb

Fig. 5–26ahc

Fig. 5–26ahd

Fig. 5–26ahe

Fig. 5–26ahf

Fig. 5–26ahg

Fig. 5–26ahh

Fig. 5–26ahi

Fig. 5–26ahj

Fig. 5–26ahk

Fig. 5–26ahl

Fig. 5–26ahm

Fig. 5–26ahn

Fig. 5–26aho

Fig. 5–26ahp

Fig. 5–26ahq

Fig. 5–26ahr

Fig. 5–26ahs

Fig. 5–26aht

Fig. 5–26ahu

Fig. 5–26ahv

Fig. 5–26ahw

Fig. 5–26ahx

Fig. 5–26ahy

Fig. 5–26ahz

Fig. 5–26aia

Fig. 5–26aib

Fig. 5–26aic

Fig. 5–26aid

Fig. 5–26aie

Fig. 5–26aif

Fig. 5–26aig

Fig. 5–26aih

Fig. 5–26aii

Fig. 5–26aij

Fig. 5–26aik

Fig. 5–26ail

Fig. 5–26aim

Fig. 5–26ain

Fig. 5–26aio

Fig. 5–26aip

Fig. 5–26aiq

Fig. 5–26air

Fig. 5–26ais

Fig. 5–26ait

Fig. 5–26aiu

Fig. 5–26aiv

Fig. 5–26aiw

Fig. 5–26aix

Fig. 5–26aiy

Fig. 5–26aiz

Fig. 5–26aja

Fig. 5–26ajb

Fig. 5–26ajc

Fig. 5–26ajd

Fig. 5–26aje

Fig. 5–26ajf

Fig. 5–26ajg

Fig. 5–26ajh

Fig. 5–26aji

Fig. 5–26ajj

Fig. 5–26ajk

Fig. 5–26ajl

Fig. 5–26ajm

Fig. 5–26ajn

Fig. 5–26ajo

Fig. 5–26ajp

Fig. 5–26ajq

Fig. 5–26ajr

Fig. 5–26ajs

Fig. 5–26ajt

Fig. 5–26aju

Fig. 5–26ajv

Fig. 5–26ajw

Fig. 5–26ajx

Fig. 5–26ajy

Fig. 5–26ajz

Fig. 5–26aka

Fig. 5–26akb

Fig. 5–26akc

Fig. 5–26akd

Fig. 5–26ake

Fig. 5–26akf

Fig. 5–26akg

Fig. 5–26akh

Fig. 5–26aki

Fig. 5–26akj

Fig. 5–26akk

Fig. 5–26akl

Fig. 5–26akm

Fig. 5–26akn

Fig. 5–26ako

Fig. 5–26akp

Fig. 5–26akq

Fig. 5–26akr

Fig. 5–26aks

Fig. 5–26akt

Fig. 5–26aku

Fig. 5–26akv

Fig. 5–26akw

Fig. 5–26akx

Fig. 5–26aky

Fig. 5–26akz

Fig. 5–26ala

Fig. 5–26alb

Fig. 5–26alc

Fig. 5–26ald

Fig. 5–26ale

Fig. 5–26alf

Fig. 5–26alg

Fig. 5–26alh

Fig. 5–26ali

Fig. 5–26alj

Fig. 5–26alk

Fig. 5–26all

Fig. 5–26alm

Fig. 5–26aln

Fig. 5–26alo

Fig. 5–26alp

Fig. 5–26alq

Fig. 5–26alr

Fig. 5–26als

Fig. 5–26alt

Fig. 5–26alu

Fig. 5–26alv

Fig. 5–26alw

Fig. 5–26alx

Fig. 5–26aly

Fig. 5–26alz

Fig. 5–26ama

Fig. 5–26amb

Fig. 5–26amc

Fig. 5–26amd

Fig. 5–26ame

Fig. 5–26amf

Fig. 5–26amg

Fig. 5–26amh

Fig. 5–26ami

Fig. 5–26amj

Fig. 5–26amk

Fig. 5–26aml

Fig. 5–26amm

Fig. 5–26amn

Fig. 5–26amo

Fig. 5–26amp

Fig. 5–26amq

Fig. 5–26amr

Fig. 5–26ams

Fig. 5–26amt

Fig. 5–26amu

Fig. 5–26amv

Fig. 5–26amw

Fig. 5–26amx

Fig. 5–26amy

Fig. 5–26amz

Fig. 5–26ana

Fig. 5–26anb

Fig. 5–26anc

Fig. 5–26and

Fig. 5–26ane

Fig. 5–26anf

Fig. 5–26ang

Fig. 5–26anh

Fig. 5–26ani

Fig. 5–26anj

Fig. 5–26ank

Fig. 5–26anl

Fig. 5–26anm

Fig. 5–26ann

Fig. 5–26ano

Fig. 5–26anp

Fig. 5–26anq

Fig. 5–26anr

Fig. 5–26ans

Fig. 5–26ant

Fig. 5–26anu

Fig. 5–26anv

Fig. 5–26anw

Fig. 5–26anx

Fig. 5–26any

Fig. 5–26anz

Fig. 5–26aoa

Fig. 5–26aob

Fig. 5–26aoc

Fig. 5–26aod

Fig. 5–26aoe

Fig. 5–26aof

Fig. 5–26aog

Fig. 5–26aoh

Fig. 5–26aoi

Fig. 5–26aoj

Fig. 5–26aok

Fig. 5–26aol

Fig. 5–26aom

Fig. 5–26aon

Fig. 5–26aoo

Fig. 5–26aop

Fig. 5–26aoq

Fig. 5–26aor

Fig. 5–26aos

Fig. 5–26aot

Fig. 5–26aou

Fig. 5–26aov

Fig. 5–26aow

Fig. 5–26aox

Fig. 5–26aoy

Fig. 5–26aoz

Fig. 5–26apa

Fig. 5–26apb

Fig. 5–26apc

Fig. 5–26apd

Fig. 5–26ape

Fig. 5–26apf

Fig. 5–26apg

Fig. 5–26aph

Fig. 5–26api

Fig. 5–26apj

Fig. 5–26apk

Fig. 5–26apl

Fig. 5–26apm

Fig. 5–26apn

Fig. 5–26apo

Fig. 5–26app

Fig. 5–26apq

Fig. 5–26apr

Fig. 5–26aps

Fig. 5–26apt

Fig. 5–26apu

Fig. 5–26apv

Fig. 5–26apw

Fig. 5–26apx

Fig. 5–26apy

Fig. 5–26apz

Fig. 5–26aqa

Fig. 5–26aqb

Fig. 5–26aqc

Fig. 5–26aqd

Fig. 5–26aqe

Fig. 5–26aqf

Fig. 5–26aqg

Fig. 5–26aqh

Fig. 5–26aqi

Fig. 5–26aqj

Fig. 5–26aqk

Fig. 5–26aql

Fig. 5–26aqm

Fig. 5–26aqn

Fig. 5–26aqo

Fig. 5–26aqp

Fig. 5–26aqq

Fig. 5–26aqr

Fig. 5–26aqs

Fig. 5–26aqt

Fig. 5–26aqu

Fig. 5–26aqv

Fig. 5–26aqw

Fig. 5–26aqx

Fig. 5–26aqy

Fig. 5–26aqz

Fig. 5–26ara

Fig. 5–26arb

Fig. 5–26arc

Fig. 5–26ard

Fig. 5–26are

Fig. 5–26arf

Fig. 5–26arg

Fig. 5–26arh

Fig. 5–26ari

Fig. 5–26arj

Fig. 5–26ark

Fig. 5–26arl

Fig. 5–26arm

Fig. 5–26arn

Fig. 5–26aro

Fig. 5–26arp

Fig. 5–26arq

Fig. 5–26arr

Fig. 5–26ars

Fig. 5–26art

Fig. 5–26aru

Fig. 5–26arv

Fig. 5–26arw

Fig. 5–26arx

Fig. 5–26ary

Fig. 5–26arz

Fig. 5–26asa

Fig. 5–26asb

Fig. 5–26asc

Fig. 5–26asd

Fig. 5–26ase

Fig. 5–26asf

Fig. 5–26asg

Fig. 5–26ash

Fig. 5–26asi

Fig. 5–26asj

Fig. 5–26ask

Fig. 5–26asl

Fig. 5–26asm

Fig. 5–26asn

Fig. 5–26aso

Fig. 5–26asp

Fig. 5–26asq

Fig. 5–26asr

Fig. 5–26ass

Fig. 5–26ast

Fig. 5–26asu

Fig. 5–26asv

Fig. 5–26asw

Fig. 5–26asx

Fig. 5–26asy

Fig. 5–26asz

Fig. 5–26ata

Fig. 5–26atb

Fig. 5–26atc

Fig. 5–26atd

Fig. 5–26ate

Fig. 5–26atf

Fig. 5–26atg

Fig. 5–26ath

Fig. 5–26ati

Fig. 5–26atj

Fig. 5–26atk

Fig. 5–26atl

Fig. 5–26atm

Fig. 5–26atn

Fig. 5–26ato

Fig. 5–26atp

Fig. 5–26atq

Fig. 5–26atr

Fig. 5–26ats

Fig. 5–26att

Fig. 5–26atu

Fig. 5–26atv

Fig. 5–26atw

Fig. 5–26atx

Fig. 5–26aty

Fig. 5–26atz

Fig. 5–26aua

Fig. 5–26aub

Fig. 5–26auc

Fig. 5–26aud

Fig. 5–26aue

Fig. 5–26auf

Fig. 5–26aug

Fig. 5–26auh

Fig. 5–26aui

Fig. 5–26auj

Fig. 5–26auk

Fig. 5–26aul

Fig. 5–26aum

Fig. 5–26aun

Fig. 5–26auo

Fig. 5–26aup

Fig. 5–26auq

Fig. 5–26aur

Fig. 5–26aus

Fig. 5–26aut

Fig. 5–26auu

Fig. 5–26auv

Fig. 5–26auw

Fig. 5–26aux

Fig. 5–26auy

Fig. 5–26auz

Fig. 5–26ava

Fig. 5–26avb

Fig. 5–26avc

Fig. 5–26avd

Fig. 5–26ave

Fig. 5–26avf

Fig. 5–26avg

Fig. 5–26avh

Fig. 5–26avi

Fig. 5–26avj

Fig. 5–26avk

Fig. 5–26avl

Fig. 5–26avm

Fig. 5–26avn

Fig. 5–26avo

Fig. 5–26avp

Fig. 5–26avq

Fig. 5–26avr

Fig. 5–26avs

Fig. 5–26avt

Fig. 5–26avu

Fig. 5–26avv

Fig. 5–26avw

Fig. 5–26avx

Fig. 5–26avy

Fig. 5–26avz

Fig. 5–26awa

Fig. 5–26awb

Fig. 5–26awc

Fig. 5–26awd

Fig. 5–26awe

Fig. 5–26awf

Fig. 5–26awg

Fig. 5–26awh

Fig. 5–26awi

Fig. 5–26awj

Fig. 5–26awk

Fig. 5–26awl

Fig. 5–26awm

Fig. 5–26awn

Fig. 5–26awo

Fig. 5–26awp

Fig. 5–26awq

Fig. 5–26awr

Fig. 5–26aws

Fig. 5–26awt

Fig. 5–26awu

Fig. 5–26awv

Fig. 5–26aww

Fig. 5–26awx

Fig. 5–26awy

Fig. 5–26awz

Fig. 5–26axa

Fig. 5–26axb

Fig. 5–26axc

Fig. 5–26axd

Fig. 5–26axe

Fig. 5–26axf

Fig. 5–26axg

Fig. 5–26axh

Fig. 5–26axi

Fig. 5–26axj

Fig. 5–26axk

Fig. 5–26axl

Fig. 5–26axm

Fig. 5–26axn

Fig. 5–26axo

Fig. 5–26axp

Fig. 5–26axq

Fig. 5–26axr

Fig. 5–26axs

Fig. 5–26axt

Fig. 5–26axu

Fig. 5–26axv

Fig. 5–26axw

Fig. 5–26axx

Fig. 5–26axy

Fig. 5–26axz

Fig. 5–26aya

Fig. 5–26ayb

Fig. 5–26ayc

Fig. 5–26ayd

Fig. 5–26aye

Fig. 5–26ayf

Fig. 5–26ayg

Fig. 5–26ayh

Fig. 5–26ayi

Fig. 5–26ayj

Fig. 5–26ayk

Fig. 5–26ayl

Fig. 5–26aym

Fig. 5–26ayn

Fig. 5–26ayo

Fig. 5–26ayp

Fig. 5–26ayq

Fig. 5–26ayr

Fig. 5–26ays

Fig. 5–26ayt

Fig. 5–26ayu

Fig. 5–26ayv

Fig. 5–26ayw

Fig. 5–26ayx

Fig. 5–26ayy

Fig. 5–26ayz

Fig. 5–26aza

Fig. 5–26azb

Fig. 5–26azc

Fig. 5–26azd

Fig. 5–26aze

Fig. 5–26azf

Fig. 5–26azg

Fig. 5–26azh

Fig. 5–26azi

Fig. 5–26azj

Fig. 5–26azk

Fig. 5–26azl

Fig. 5–26azm

Fig. 5–26azn

Fig. 5–26azo

Fig. 5–26azp

Fig. 5–26azq

Fig. 5–26azr

Fig. 5–26azs

Fig. 5–26azt

Fig. 5–26azu

Fig. 5–26azv

Fig. 5–26azw

Fig. 5–26azx

Fig. 5–26azy

Fig. 5–26azz

Fig. 5–26baa

Fig. 5–26bab

Fig. 5–26bac

Fig. 5–26bad

Fig. 5–26bae

Fig. 5–26baf

Fig. 5–26bag

Fig. 5–26bah

Fig. 5–26bai

Fig. 5–26baj

Fig. 5–26bak

Fig. 5–26bal

Fig. 5–26bam

Fig. 5–26ban

Fig. 5–26bao

Fig. 5–26bap

Fig. 5–26baq

Fig. 5–26bar

Fig. 5–26bas

Fig. 5–26bat

Fig. 5–26bau

Fig. 5–26bav

Fig. 5–26baw

Fig. 5–26bax

Fig. 5–26bay

Fig. 5–26baz

Fig. 5–26bba

Fig. 5–26bbb

Fig. 5–26bbc

Fig. 5–26bbd

Fig. 5–26bbe

Fig. 5–26bbf

Fig. 5–26bbg

Fig. 5–26bbh

Fig. 5–26bbi

Fig. 5–26bbj

Fig. 5–26bbk

Fig. 5–26bbl

Fig. 5–26bbm

Fig. 5–26bbn

Fig. 5–26bbo

Fig. 5–26bbp

Fig. 5–26bbq

Fig. 5–26bbr

Fig. 5–26bbs

Fig. 5–26bbt

Fig. 5–26bbu

Fig. 5–26bbv

Fig. 5–26bbw

Fig. 5–26bbx

Fig. 5–26bby

Fig. 5–26bbz

Fig. 5–26bca

Fig. 5–26bcb

Fig. 5–26bcc

Fig. 5–26bcd

Fig. 5–26bce

Fig. 5–26bcf

Fig. 5–26bcg

Fig. 5–26bch

Fig. 5–26bci

Fig.

B. Bestandteile der Kathodenröhre.

Bezüglich der Ausführung der einzelnen aktiven Teile der Röhre ist kurz folgendes zu bemerken:

Die Kathode *b* und die Anode *c* sowie in der Röhre angebrachte Blenden werden zweckmäßig, um eine Zerstäubung derselben zu verhindern, und um bei der Evakuierung okkludierte Gase leicht austreiben zu können, aus Aluminium hergestellt. Um das Einsetzen des Kathodenstrahlbündels regelmäßig zu gestalten, also Ladungserscheinungen, die offenbar von positiven Ionen herrühren, zu eliminieren, wird zweckmäßig der hinter der Kathode liegende Raum mittels einer Wand *h*, welche entweder aus Glas oder aus Metall bestehen kann, abgeschlossen. In letzterem Fall füllt man den hinter der Kathode entstandenen Raum zweckmäßig mit Metallfolie an. Übrigens kann der Effekt des regelmäßig einsetzenden Kathodenstrahlbündels auch durch eine mit entsprechend großem Durchmesser ausgerüstete Kathode bewirkt werden.

Der Abstand zwischen Kathode und Anode soll aus Isolationsgründen nicht zu gering sein, zweckmäßig nicht unter 10 cm und im übrigen möglichst mit einem aus Isoliermaterial hergestellten Mantel *g* versehen sein.

Man kann die Anode, wie bereits bemerkt, als Blende ausbilden. Übrigens erfüllt eine Anode, welche doppelblendenförmig gemäß Abb. 46 ausgeführt wird, noch nebenbei den Zweck, den Lumineszenzfleck besonders kreisförmig

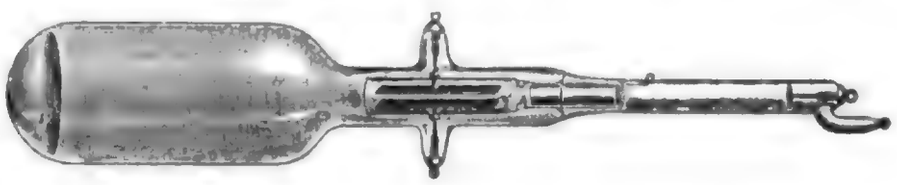


Abb. 46. Kathodenröhre von Gundelach mit röhrenförmiger Anode.

und regelmäßig einsetzend zu gestalten, indem die Anode röhrenförmig ausgebildet und mit einer für das Kathodenstrahlbündel größeren Eintrittsöffnung als Austrittsöffnung versehen wird (H. Gundelach). Zweckmäßig, wenn nicht eine derartige Anodenform gewählt wird, erscheint es in jedem Fall, eine oder mehrere besondere Blenden anzuordnen, um den Lumineszenzfleck möglichst kreisförmig auf dem Schirm zu erhalten. Bei Benutzung mehrerer Blenden kann man im übrigen zweckmäßig zwischen diese noch einen permanenten oder Elektromagneten anordnen, um die Richtung des Bündels und auch seine Formgebung in der Hand zu haben. Das Bündel erfährt nämlich unter Einwirkung eines parallel gerichteten Magnetfeldes eine Kontraktion und ergibt infolgedessen einen zwar begrenzten aber auch helleren Lumineszenzfleck. Außerdem kann man mittels des Magneten auch nur einen Teil des Bündels nutzbar machen.

Der Schirm *d* wird aus Glimmer oder besser aus Glas hergestellt und mit einer lumineszierenden Substanz, zweckmäßig einer Zinksulfitmischung von Giesel bestrichen bzw. bestäubt, nachdem eine Wasserglasschicht vorher aufgetragen wurde. Der Schirm ist rückwärts zweckmäßig mit einer Karoteilung versehen, um ein Koordinationssystem für das Durchlaufen der Kurve bei deren Betrachtung zu gewinnen. Die Größe des Schirmes hängt von der Amplitude der aufzunehmenden Kurven ab. Bei manchen Spannungskurven ist es notwendig, den Schirm verhältnismäßig sehr groß zu wählen und auch den Abstand vom Schirm zur Kathode groß zu machen, um hinreichende Amplituden und Differenzen im Kurvenbild ausdrücken zu können. Der Schirm kann gerade gestellt sein, wie dies Abb. 45 und 46 andeuten. Man kann ihn auch in einer Schrägstellung orientieren, um das erzeugte Kurvenbild besser beobachten und

Digitized by Google

auch photographieren zu können, da die rückwärtige Ansicht stets mit einem Verlust an Leuchtwirkung verbunden ist.

Von größter Wichtigkeit für das richtige Funktionieren der Röhre ist der Evakuierungsgrad. Abgesehen davon, daß die Füllung der Röhre mit trockenem Stickstoff zweckmäßig ist, muß der Evakuierungsgrad von Fall zu Fall den Bedürfnissen angepaßt werden. Ist das Vakuum gering, so erhält man eine weiche Röhre, bei welcher das Entladungspotential verhältnismäßig niedrig und die Geschwindigkeit der Kathodenstrahlen relativ klein ist. Der Lumineszenzfleck wird infolgedessen nicht sehr hell sein. Indessen ist die Röhre sehr empfindlich, und man hat diejenige Form, welche sich für langsam verlaufende Schwingungsvorgänge, also im allgemeinen solche periodischer Form eignet, wo man den Lumineszenzfleck mehrere Male nacheinander die Kurve beschreiben lassen kann. Die entsprechenden umgekehrten Verhältnisse liegen vor bei Aufnahme sehr schneller Schwingungsvorgänge, welche unter Hintansetzung der Empfindlichkeit eine harte Röhre verlangen.

Da einerseits mit dem Gebrauch die Härte der Röhre zunimmt und andererseits für quantitative Messungen das Vakuum einer Röhre nicht genau konstant bleibt, um die Röhre ein für alle Mal eichen zu können, ist es am zweckmäßigsten, wenn man die Röhre mittels biegsamen Kupferrohres mit einer Gaedeschen Quecksilberdiffusionspumpe verbindet. Man kann sich alsdann das Vakuum stets von Fall zu Fall einregulieren.

Bei Nichtvorhandensein einer Gaedeschen Diffusionspumpe genügt auch in den meisten Fällen eine anders geartete Regulierung, beispielsweise mittels Bauerschem Luftventils. Am vorteilhaftesten ist natürlich die Benutzung einer Gaedepumpe und eines Bauerschen Ventils.

Um Aufladungs- und ähnliche Erscheinungen der Glasoberfläche der Röhre, Doppelschichten und statische Felder zu vermeiden, wodurch insbesondere der möglichst kreisförmige Lumineszenzfleck eine Beeinträchtigung seiner Formgebung erfahren kann, ist es zweckmäßig, die Röhre ganz oder teilweise, insbesondere zwischen Kathode und Anode eventuell unter Umgebung von Stanniolstreifen längs der Glaswand zu erden.

Die magnetische Ablenkung des Kathodenstrahlbündels wird mit einem magnetischen Feld senkrecht zur Richtung der Kathodenstrahlen verlaufend bewirkt, welches durch eine Spulenanordnung *f*, in Abb. 48 schematisch angedeutet, erzeugt wird (Aufnahme von Stromkurven). In Wirklichkeit soll die Spulenhöhe, wenigstens soweit quantitative Messungen vorliegen, gering sein, der Spulenquerschnitt möglichst rechteckig gestaltet sein, um eine tunlichste Anpassung des erzeugten Feldes zum Kathodenstrahlbündel zu erzielen. Die Ausfüllung der Spule mit Eisenblechen oder einem Eisendrahtkern ist bei Untersuchung hochfrequenter Schwingungen selbstverständlich ausgeschlossen, da alsdann keine Hysteresiswirkung zum Ausdruck gelangen darf.

Die elektrostatische Einwirkung auf das Kathodenstrahlbündel wird durch Kondensatorplatten *e* bzw. Halbzylinder bewirkt, welche man außerhalb der Röhre anbringen kann, die aber zweckmäßiger, wie dies insbesondere Abb. 46 zeigt, in der Röhre (A. Wehnelt) angeordnet sind, da hierdurch statische Ladungen im Innern der Röhre vermieden werden. (Spannungskurvenaufnahme.) Die an die Platten anzulegende Spannung beträgt im allgemeinen zwischen 100 und 600 Volt.

Um eine besondere Konstanz der Erzeugung des Lumineszenzfleckes zu erhalten, sind bei der Röhre entsprechend Abb. 46 (H. Gundelach) die halbzylindrisch gestalteten, aus Aluminium hergestellten Platten in einem besonderen separat eingeschmolzenen Glaszylinder montiert, welcher an seiner Innenseite Belegungen mit Glimmer aufweist, um die Isolation zu verbessern.

Als Diaphragma wird ein Faradayscher Käfig benutzt.

Digitized by Google

C. Erzeugung des Kathodenstrahlbündels.

Es muß verlangt werden, daß die Kathodenstrahlung eine selbst während längerer Zeiträume absolut konstante ist. Die zweckmäßigste Anordnung, um dies zu erzielen, besteht in einer Hochspannungsbatterie, welche eine Hochspannung von mindestens 10000 Volt haben sollte, und die unter Vorschaltung eines Widerstandes (Jodkadmiumwiderstand) an die Röhre gelegt wird. Mit Rücksicht auf die relativ großen Schwierigkeiten bezüglich Isolation und Wartung und auch des teuren Anschaffungspreises wird man im allgemeinen auf die Benutzung einer Hochspannungsbatterie verzichten müssen.

Man kann die Kathodenstrahlung auch unter Zwischenschaltung eines Induktors mit technischem Wechselstrom hervorrufen und erhält auf diese Weise einen gut leuchtenden, ziemlich konstanten Lumineszenzfleck. Indessen treten die Nachteile der starken Erwärmung der Röhre und der Ausnutzung der nur halben Maschinenwechselzahl störend hervor.

Die in den meisten Fällen zweckmäßigste Methode zur Hervorrufung des Lumineszenzfleckes besteht in der Ausnutzung einer Influenzelektrisiermaschine nach Wommelsdorf, welche auch bei größeren Luftfeuchtigkeitsverhältnissen zuverlässig arbeitet und einen ruhigen und kräftigen Lumineszenzfleck hervorruft.

D. Aufbau der Röhre für Demonstrationen und quantitative Untersuchungen.

Grundlegende Bedingung für den Aufbau der Röhre ist lediglich die, daß sich, abgesehen von den vorgesehenen Spulen und Kondensatorplatten keine anderen Metallteile in der Nähe befinden. Vor allen Dingen soll auch das Gestell, auf welchem die Röhre montiert ist, keine aus Metall hergestellten Schrauben und dergleichen besitzen, und es sollen auch in der nächsten Nähe der Röhre keine stromführenden Leitungen vorbeigehen. Im übrigen wird man das aus Holz oder einem anderen Isoliermaterial anzufertigende Gestell, in welches die Röhre eingebettet wird, den jeweiligen Bedürfnissen anpassen.

Im allgemeinen wird es genügen, ein einfaches muldenförmiges Holzgestell mit nicht zu niedrigen Beinen vorzusehen, wie dies Abb. 45 wiedergibt. Das Gestell wird auf eine horizontale Tischfläche aufgesetzt. Die photographische Kamera kann man alsdann ebenfalls auf dem Tisch hinter dem Schirm oder unter einem Neigungswinkel gegen denselben gerichtet, wenn die Aufnahme in Richtung des Kathodenstrahlbündels erfolgen soll, aufstellen.

Es sind auch besondere Stative konstruiert worden, um der Röhre namentlich für Demonstrationen jede beliebige Lage geben zu können. Unter diesen ist besonders das Gestell von Simon und Reich, welches zwei abwärts geneigte Arme besitzt, bemerkenswert.

Bei langen Röhren, wo das erdmagnetische Feld schon eine Einwirkung hervorrufen kann, sind naturgemäß besondere Vorsichtsmaßregeln erforderlich. Ein hierfür geeignetes Stativ für nahezu senkrecht gestellte Röhre ist von Faßbender und Hupka angegeben worden.

E. Spezialformen von Röhren.

Bei der obigen Besprechung der verschiedenen Röhrenformen war bereits auf Spezialanforderungen hingewiesen, denen sich die Röhrenkonstruktion angepaßt hat.

So stellt die Wehneltsche Kathodenröhre bereits eine Spezialform dar, um das Kathodenstrahlbündel zweckentsprechend elektrostatisch abzulenken und insbesondere gute Bilder von Spannungskurven zu erzielen.

Digitized by Google

Auch die diesen Forderungen angepaßte Röhre von E. Gundelach ist bereits eine solche Spezialausführung.

Bei der verhältnismäßig einfachen Bauart wird man, sofern es auf exakte quantitative Untersuchungen ankommt, überhaupt von Fall zu Fall eine Spezialausführung wählen, auf welche naturgemäß wegen der außerordentlichen Mannigfaltigkeit hier nicht näher eingegangen werden kann. Es sei hier nur auf eine besondere, neuerdings von E. Lübcke (1917) vorgeschlagene und erprobte Ausführungsform der Braun-Zenneckschen Kathodenröhre hingewiesen, welche auch bei Hochfrequenz die jeweilig aufzunehmende Strom- oder Spannungskurve unter Benutzung des in einen gaselektrischen Vorgang umgewandelten Joubertschen Scheibenprinzips punktweise aufzunehmen gestattet.

Die diesen Anforderungen entsprechende Kathodenröhre kann sowohl mit Gasionisation als auch mit Elektronenemission arbeiten, im ersten Fall also das Gebiet der langsameren Schwingungen, etwa solcher bis zu 30 000 m Wellenlänge unter Benutzung eines Einfaden- oder Zweifadenelektrometers, im letzteren Fall bis zu sehr schnellen Schwingungen, solchen bis zu 10 m Wellenlänge herab direkt unter Anwendung einer Braunschen Doppelröhre beherrschen. Die Anordnung setzt allerdings voraus, daß nicht nur der zu untersuchende Schwingungsvorgang konstant und phasengleich während längerer Zeit aufrecht erhalten bleibt, da eine Messung immerhin 10—20 Minuten in Anspruch nehmen kann, sondern daß auch die Vorgänge im Innern der Röhre und das Vakuum während dieser relativ langen Zeit vollkommen konstant bleiben.

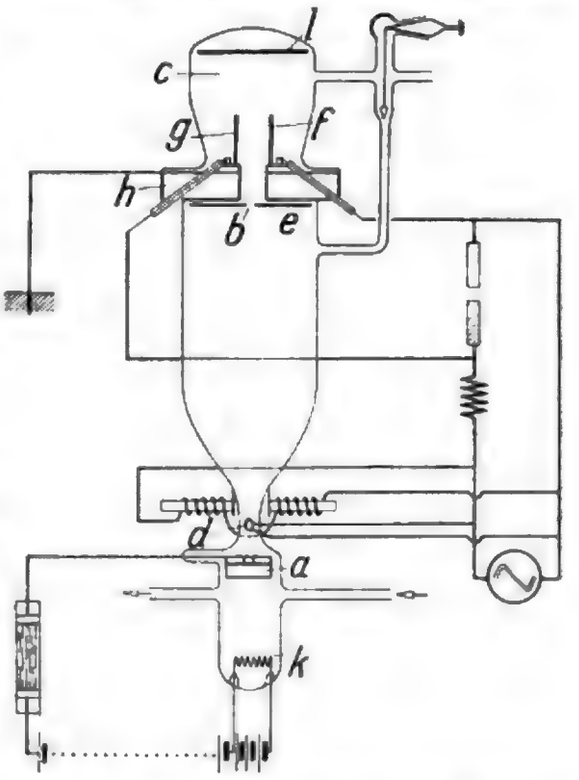


Abb. 47. Braun-Zenneckesche Kathodenröhre, Bauart E. Lübcke.

Die Röhre enthält gemäß Abb. 47 eine Glühkathode *k*, welche Elektronenstrahlen beliebiger Geschwindigkeit herzustellen gestattet. Das Kathodenstrahlbündel gelangt durch die gleichzeitig als Anode wirkende Blende *a* in den verengten Röhrenraum *d*, woselbst die Ablenkung stattfindet. *e* ist ein erster Schirm, welcher für den Lumineszenzfleck jedoch nicht direkt nutzbar gemacht wird. Er besitzt einen entsprechend engen Schlitz *b*, durch welchen bei jedem Umlauf einmal ein Teil des auf einem Kegelmantel rotierenden Kathodenstrahls in eine zweite kleinere Braunsche Röhre *c* einfällt. Auch hier ist wieder eine Ablenkungsstelle *f g* vorgesehen, woselbst die Ablenkungsplatten *f* und *g* angebracht sind, zwischen denen die Ionisierung stattfindet. Diese Ionisierungskammer ist von der eigentlichen Braunschen Röhre durch eine Metallplatte *h* abgeschlossen. Durch die auf die Ablenkungsplatten *f g* einwirkende Hilfsspannung wird der durch den Schlitz *b* ausgeschnittene Kathodenstrahl auf dem Lumineszenzschirm *l* bei jedesmaligem Passieren des Schlitzes *b* einen Lumineszenzpunkt hervorrufen.

Dadurch, daß man die Drehfeldrichtung bei *d* dreht, wird die Phase geändert, und es entsteht ein neuer Lumineszenzfleck auf dem Schirm *l*. Auf diese Weise nimmt man die Kurve Punkt für Punkt auf.

Digitized by Google

F. Lumineszenzflecklinie mit Umkehrpunkten, Zerlegung mittels rotierenden Spiegels, Erzeugung Lissajouscher Figuren.

Es sind verschiedene Verfahren angegeben worden, um aus der Bewegung des Lumineszenzfleckes ein Bild des zu untersuchenden Schwingungsvorganges zu gewinnen. Bei dem ersten ursprünglich meist angewandten Verfahren wird das Kathodenstrahlbündel nach beiden Seiten von einer Nullage hin bewegt, indem es durch den Schwingungsvorgang, welcher untersucht werden soll, magnetisch (siehe Abb. 48) oder elektrostatisch (siehe Abb. 49) abgelenkt, also bewegt wird. Hierbei werden zweckmäßig vor die Kondensatorplatten zwei hohe Widerstände *b* vorgeschaltet. Es beschreibt also das Kathodenstrahlenbündel auf dem Schirm eine gerade Linie, bei welcher entsprechend den Umkehrpunkten des Schwingungsvorganges hellere Flecke auftreten (siehe I, Abb. 631, S. 593), welche von der Geschwindigkeitsvariation bzw. von den Geschwindigkeitsnullpunkten des Kathodenstrahlbündels an diesen Stellen herrühren. Wenn auch für manche Untersuchungen, namentlich bei Demonstrationen diese Methode ganz gute lineare Bilder ergeben kann, so erscheint sie doch für den allgemeinen Gebrauch, vor allem für Messungen nicht zweckmäßig.

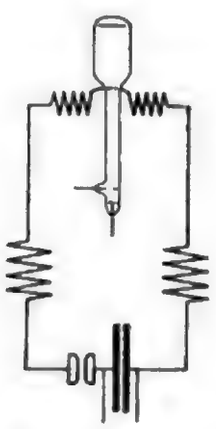


Abb. 48. Magnetische Ablenkung der Kathodenstrahlen.

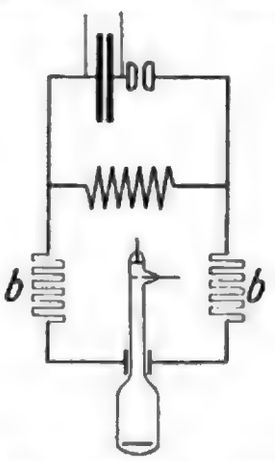


Abb. 49. Elektrostatische Ablenkung der Kathodenstrahlen.

Man hat daher versucht, den Lumineszenzstreifen seitlich auseinanderzuziehen. Das kann entweder dadurch geschehen, daß man ihn in einem Schwenkspiegel oder rotierenden Spiegel betrachtet bzw. mittels einer solchen Einrichtung photographisch fixiert. Es können derartige Spiegelanordnungen aus mechanischen Gründen stets nur mit einer gewissen Maximaltourenzahl betrieben werden, und infolgedessen sind sehr schnelle Schwingungen überhaupt nicht aufzulösen. Bei langsameren Schwingungen kann aber die Lichtstärke schon zu gering werden. Auf alle Fälle ist es zweckmäßiger, wenn man mit dem Spiegel ein aufgelöstes Schwingungsbild betrachten oder photographisch fixieren soll, sich hierzu des Glimmlichtoszillographen zu bedienen, da hierbei die Fußpunkte der Glimmlichterscheinungen in der Glimmlichtröhre viel exakter sind und sich infolgedessen besser durch den Spiegel auflösen lassen.

Um die Auflösung des leuchtenden Lumineszenzstreifens im rotierenden Spiegel zu vermeiden, um also nicht nur exaktere und lichtstärkere Bilder zu erhalten, sondern insbesondere auch Schwingungen aller Periodenzahlen bis zu den höchsten hinauf analysieren zu können, wendet man eine Methode an, um die aus der Akustik her bekannte Lissajousche Figur direkt auf dem Lumineszenzschirm zu erhalten. Es ist alsdann notwendig, daß man mittels der schematisch angedeuteten Anordnung von Abb. 50, worin *a b*

Digitized by Google

Für Silizium- und Germaniumdioden ergeben sich folgende Werte:

	Silizium	Germanium
Durchlassspannung U_F	0,6 V ... 0,8 V	0,2 V ... 0,4 V
Sperrstrom I_R	1 nA ... 100 nA	1 µA ... 100 µA
Sperrschichttemperatur ϑ_j	150 °C ... 200 °C	75 °C ... 100 °C

ohne weiteres auf dem Lumineszenzschirm *d* die dem untersuchten Schwingungsvorgang entsprechende Lissajousche Figur.

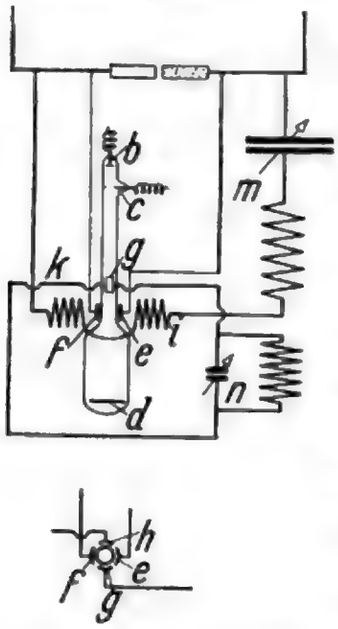


Abb. 52. Untersuchung ungedämpfter Schwingungen nach der Lissajouschen Methode mit Hilfskreis.

Bei der Untersuchung gedämpfter Schwingungen sind die Verhältnisse etwas komplizierter, indessen wird es in den meisten Fällen möglich sein, ein einwandfreies Schwingungsbild auf dem Lumineszenzschirm zu erhalten, wenn nur der die Hilfsschwingung erzeugende Hilfskreis genügend lose mit dem Hauptschwingungssystem gekoppelt ist.

G. Subjektive Betrachtung und photographische Fixierung der Lumineszenzschirmerscheinung.

Die Benutzung der Braunschen Röhre kann nach zwei Richtungen hin erfolgen. Entweder kann man das auf dem Lumineszenzschirm erzeugte Bild mit dem Auge subjektiv betrachten, oder man kann es mittels einer Kamera photographieren.

Die subjektive Betrachtung und eventuelle Nachzeichnung wird in denjenigen Fällen zweckmäßig sein, wo bei sehr raschen Schwingungsvorgängen die Lichtstärke des Lumineszenzfleckes für eine photographische Fixierung nicht ausreicht. Immerhin kann alsdann bei sehr schnellen Schwingungen der Effekt eintreten, daß das Auge nicht ein Momentanbild bemerkt, sondern vielmehr nur ein mehrmaliges Durchlaufen der Lumineszenzfleckkurve wahrnimmt. Bei rein periodischen Vorgängen macht dieses nichts aus, da alsdann das Bild höchstens etwas unscharf werden kann. Wenn es sich jedoch um nichtperiodische Vorgänge handelt, ist die photographische Momentfixierung in jedem Fall vorzuziehen. Man muß alsdann danach trachten, das Kathodenstrahlbündel mit möglichst geringem Durchmesser arbeiten zu lassen, den Lumineszenzfleck also so klein als möglich zu halten und im übrigen versuchen, bei Anwendung hochempfindlicher photographischer Platten tunlichst lichtstarke Bilder zu erhalten. Durch die an modernen Röhren vorgenommenen Verbesserungen, zu denen sich möglicherweise über kurz oder lang noch die hinzugesellen wird, daß der Schirm und die rückwärtige Röhrenwandung aus einem ultraviolette Strahlen besonders gut durchlässigen Glasmaterial hergestellt werden, dürfte sich noch weiterhin die Lichtstärke der Bilder vervollkommnen lassen.

Gleichfalls eine Frage der Lichtstärke des Lumineszenzfleckes ist es, ob man das Bild auf dem photographischen Schirm rückwärts photographieren kann, oder ob man vielmehr gezwungen sein wird, unter Schrägstellung der Kamera das Bild in Richtung des Kathodenstrahlbündels, also von vorne aufzunehmen (siehe z. B. auch Abb. 622, S. 581). Das letztere Verfahren ergibt zwar in jedem Fall lichtstärkere Bilder, es ist jedoch zu beachten, daß durch den Neigungswinkel eine nicht unerhebliche Verzerrung, welche bei der Deutung des Lumineszenzfleckes zu berücksichtigen ist, eintreten kann.

7. Der Oszillograph.

Bereits bei niederfrequentem Wechselstrom ist häufig die Notwendigkeit vorhanden, die Strom- oder auch die Spannungskurve in ihrem zeitlichen Verlauf genau experimentell zu untersuchen, um nicht nur über die Kurvenform Auf-

Digitized by Google

schluß zu erhalten, sondern auch z. B. die höheren harmonischen Schwingungen nach Art und Intensität festzustellen.

In der drahtlosen Nachrichtenübermittlung sind derartige Untersuchungen, welche nur mit dem Oszillographen ausgeführt werden können, der im Gegensatz zu anderen Instrumenten Momentanwerte anzeigt, wesentlich, sowohl für den mittelfrequenten Speisewechselstrom als auch den Strom in den Primär- und Sekundärkreisen von Transformatoren, da es z. B. bei der Untersuchung von Funkentladungsgruppen wichtig ist, ob der Speisestrom eine spitze oder flache Kurvenform besitzt. Auch bieten z. B. direkt während des Betriebes aufgenommene Oszillographenbilder Interesse, da die Kurve des leerlaufenden Transformators eine andere Form aufweist als die des belasteten.

Eine besondere Bedeutung kommt den oszillographischen Untersuchungen ferner zu bei der Betrachtung der im Hochfrequenzkreise erzeugten schnellen elektrischen Schwingungen. Durch Benutzung eines masselosen Oszillographen (Glimmlichtoszillographen) ist es alsdann möglich, objektiv genaue Bilder, welche photographisch fixiert werden können, des Schwingungsverlaufes, der Wellenlänge, Dämpfung, Kurvenform und Phase als auch subjektiv für die Betrachtung durch das Auge zu erhalten.

A. Der Schleifenoszillograph (A. Blondel, Siemens & Halske).

So lange die Frequenz die Zahl von einigen hundert nicht wesentlich übersteigt, kann man mit sogenannten Fadenoszillographen auskommen. Hierbei ist es nämlich möglich, die Eigenfrequenz des Fadensystems, welche im allgemeinen bei den Konstruktionen von Siemens & Halske ca. 12 000 Wechsel pro Sekunde beträgt, höher zu wählen als die Frequenz der zu untersuchenden Ströme, ohne daß der Apparat an Empfindlichkeit allzusehr einbüßt.

Abgesehen von einigen besonderen Ausführungen wie dem Nadeloszillographen von Blondel-Carpentier, dem Irvinschen Hitzdrahtoszillographen und ähnlichen hat sich das Zweifadensystem, welches schematisch in Abb. 53 wiedergegeben ist, am besten bewährt und hat in die Praxis weitgehendsten Eingang gefunden. Es wird nicht nur von Blondel-Carpentier, sondern unter anderem auch von Duddell-Cambridge, Scientific Instrument Co. und namentlich auch von Siemens & Halske in im wesentlichen ähnlichen Anordnungen hergestellt.

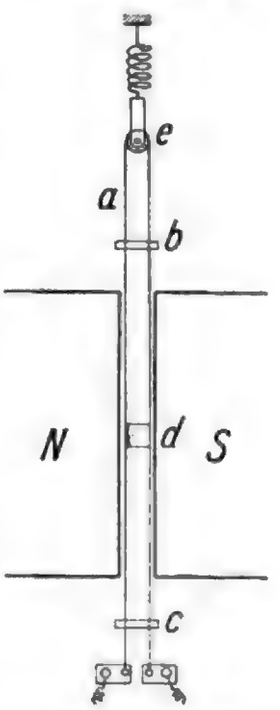


Abb. 53. Zweifadensystem beim Schleifenoszillographen.

Das Prinzip des Schleifenoszillographen, welches zuerst von Blondel (1899) angegeben wurde, gemäß der schematischen Abb. 53 beruht auf folgendem:

N S sind die Pole eines permamenten oder Elektromagneten. Zwischen diesen Polen, welche auf einen äußerst geringen Luftspalt einander genähert werden, ist ein eine Stromschleife bildender Doppelfaden *a*, welcher aus einem außerordentlich dünnen möglichst homogenen Draht (ca. $^2/_{100}$ mm stark) besteht, angeordnet, dessen Distanz bei *b* und *c* durch Stege unterstützt und welcher bei *e* durch Rolle und Feder *e* gespannt gehalten ist. Auf den Faden ist in der Mitte ein kleiner Spiegel *d*, dessen Fläche kleiner als 1 mm² ist, aufgeklebt.

Damit nun der Faden nicht in Eigenschwingung gerät und das erzeugte Kurvenbild verschleiert, ist eine Dämpfung dadurch vorgesehen, daß das gesamte System in ein durchsichtiges, mit Öl gefülltes Glas eingesetzt ist. Die

Digitized by Google

Abgesehen davon, daß Sie sich in Ihrer Arbeit nicht durch Fragen stören lassen sollen, ist es auch nicht ratsam, daß Sie sich mit Ihrer Arbeit zu sehr beeilen. Sie müssen sich vielmehr bemühen, Ihre Arbeit so zu verrichten, daß Sie sie ohne Hast und Eile, aber auch ohne Zögern und Stocken, ausführen können. Sie müssen sich also bemühen, Ihre Arbeit so zu verrichten, daß Sie sie ohne Hast und Eile, aber auch ohne Zögern und Stocken, ausführen können.

Abb. 17. Schreibmaschine mit Schreibtisch und Stuhl

Abgesehen davon, daß Sie sich in Ihrer Arbeit nicht durch Fragen stören lassen sollen, ist es auch nicht ratsam, daß Sie sich mit Ihrer Arbeit zu sehr beeilen. Sie müssen sich vielmehr bemühen, Ihre Arbeit so zu verrichten, daß Sie sie ohne Hast und Eile, aber auch ohne Zögern und Stocken, ausführen können. Sie müssen sich also bemühen, Ihre Arbeit so zu verrichten, daß Sie sie ohne Hast und Eile, aber auch ohne Zögern und Stocken, ausführen können.

projiziert. Man kann selbstverständlich auch nur beobachten, ohne zu photographieren.

Sowohl die photographische Trommel als auch die des Beobachtungsapparates sind direkt auf die Welle des Antriebsmotors *h* angeordnet, welcher bei Speisung mit Wechselstrom ein kleiner Synchronmotor ist, der von Hand angedreht wird.

Der Synchronismus ist auf zweierlei Weise erkennbar:

1. beobachtet man das Kurvenbild im Beobachtungsapparat und steigert die Geschwindigkeit so lange, bis das Bild scheinbar stillsteht oder

2. kann man den Widerstand benutzen, der sich dem Drehen des unter Strom stehenden Motors entgegensetzt, um den vorhandenen Synchronismus zu erkennen. Bei Synchronismus kann man nämlich deutlich eine Verminderung des Widerstandes bemerken.

Der Beobachtungsapparat wird aus einem walzenförmigen Körper gebildet, welcher so gestaltet ist, daß das Kurvenbild scheinbar frei schwebend in der Luft erscheint.

Die photographische Trommel wird mit lichtempfindlichem Papier bespannt und unter Benutzung eines lichtdichten Sackes in den Apparat eingeführt und in gleicher Weise auch wieder entfernt.

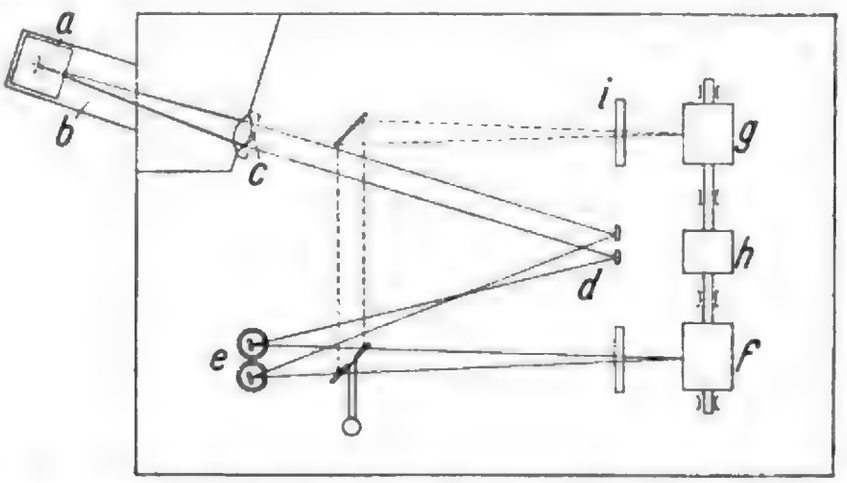


Abb. 55. Schema des Strahlenganges in einem Siemensoszillographen.

Um photographische Aufnahmen auch in der Helligkeit ausführen zu können, ist der Gesamtapparat mit einem lichtdichten Holzkasten überdeckt, in welchem die notwendigen Bedienungsöffnungen angebracht sind.

Als überaus wichtiger Bestandteil der Apparatur für die photographische Fixierung der Schwingungen, insbesondere wenn es sich darum handelt, einen sehr kurzfristigen oder unruhigen Vorgang aufzunehmen, so daß eine Zeitaufnahme unklare Bilder ergeben würde und daß man die Tourenzahl des Synchronmotors nicht in Synchronismus mit der zu untersuchenden Stromquelle halten kann, ist der Momentverschluß, welcher schematisch durch *i* in Abb. 55 angedeutet ist, und welcher vor der photographischen Trommel angebracht ist, anzusehen. Der Momentverschluß ist so gebaut, daß bei Momentaufnahmen die Belichtung stets nur während einer Trommelumdrehung erfolgt und unabhängig von der Umdrehungsgeschwindigkeit der Trommel. Im übrigen ist die Anordnung so getroffen, daß die Belichtung mit dem linken Ende des photographischen Papierstreifens beginnt, so daß man einen ununterbrochenen Linienzug erhält.

Der Momentverschluß wird von demselben Hebel aus betätigt, mittels dessen das Licht vom Beobachtungsapparat auf die photographische Trommel übergeleitet wird.

Digitized by Google

B. Der Glimmlichtoszillograph (E. Gehrcke, H. Diesselhorst).

Der Schleifenoszillograph ist, wie gesagt, nur für Frequenzen brauchbar, welche unter der Eigenfrequenz des Fadensystems liegen. Es liegt also bei etwa der Frequenz 1000 pro Sek. seine obere Grenze. Sobald man in den Resonanzbereich des Fadensystems gelangt, steigt zwar die Empfindlichkeit desselben, man erhält aber alsdann keine einfache Relation zwischen Amplitude und Strom, und die erzielten Kurven sind schwierig zu deuten.

Hier setzt mit Vorteil der zuerst von E. Gehrcke (1904) angegebene Glimmlichtoszillograph ein, welcher einen Feddersenschen Auflösungsspiegel (siehe Abb. 614, S. 578) benutzt. Dieser Oszillograph ist 1906 darauf von H. Diesselhorst in verbesserter Form für die Untersuchung und photographische Fixierung sehr schneller elektrischer Schwingungen zuerst verwendet worden. (Siehe auch I, Abb. 621, S. 585 ff.)

Der Glimmlichtoszillograph besteht, wie gesagt, außer dem Spiegel von Feddersen noch aus einer zuerst von Gehrcke angegebenen Glimmlichtröhre, bei der das negative Glimmlicht, mit welchem sich die Kathode überzieht, der durch die Röhre hindurchgehenden Strömung nahezu proportional ist. Durch den rasch rotierenden Spiegel *c* wird das Bild der Glimmlichterscheinung auf den Elektroden zerlegt und gibt direkt eine Ansicht der elektrischen Schwingungen. Hierdurch ist es ermöglicht, nicht nur ohne weiteres die Wellenlänge eines Schwingungskreises zu bestimmen, sondern auch ein für die meisten Fälle genaues Bild des Schwingungsvorganges an und für sich zu geben, also auch die Dämpfung, Kurvenform, Phase usw. festzustellen.

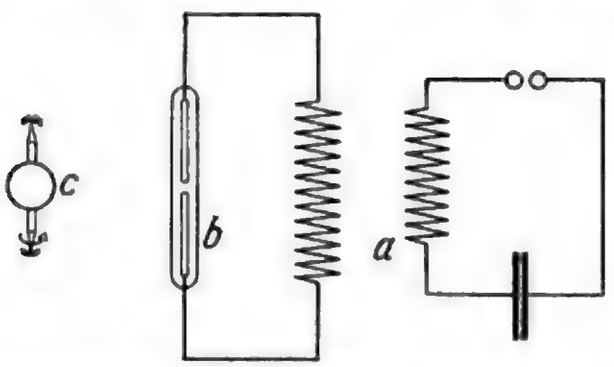


Abb. 56. Anordnung des Glimmlichtoszillographen.

Die Form der Glimmlichtröhre, sowie eine der möglichen induktiven Verbindung derselben mit einem Schwingungskreise, der von einem Lichtbogen gespeist wird, und die Spiegelanordnung nach Gehrcke gibt schematisch Abb. 56 wieder. Hierbei ist die gewöhnlich angewandte induktive Kopplung *a* zwischen der Oszillographenröhre *b* und dem Schwingungskreise vorgesehen. Das System *a b* darf keine Eigenschwingung haben. Man kann daher noch einen Ohmschen Widerstand einschalten.

An Stelle der in Abb. 56 dargestellten induktiven Anschaltung der Glimmlichtröhre kann jede andere z. B. konduktive Kopplung gewählt werden. Alsdann ist nach Zenneck ein Flüssigkeitswiderstand vor die Röhre zu schalten.

Für photographische Aufnahmen von Wechselstromkurven hat Gehrcke (1905) eine etwas andere Einrichtung benutzt, indem er statt des rotierenden Spiegels ein Linsensystem verwendet, welches ein reelles Bild erzeugt, das durch einen Spalt hindurch auf eine rasch vorbeibewegte (herabfallende) Platte projiziert wurde (siehe auch die Anordnung von Schuster und Hemsalech, I, S. 580).

Die Glimmlichtröhre besteht aus zwei in eine Glasröhre eingeschmolzenen Drähten oder Blechstreifen aus hochglanzpoliertem Nickelblech, welche durch Glimmerplättchen in derselben Ebene fixiert werden und sich frei gegenüberstehen, ist mäßig evakuiert und mit reinem trockenem Stickstoff (ca. 10 mm Hg) gefüllt. Die Glimmlichterscheinung besitzt praktisch keine Trägheit.

Digitized by Google

(1) Die Fahrzeuge müssen mit einem Abschleppgerät nach Absatz 2 ausgerüstet sein.

(2) Das Abschleppgerät muß aus einer Abschleppstange und einem Abschleppschuh bestehen, die wie folgt beschaffen sind:

DIN 15 320 Blatt 2/08.71 Ausg. Aug. 1971 (ISO 4308/II-1971)

Seite 2

Bild 1. Prüfgewichtsanordnung bei Kranen mit Hubgerüst, Hubwerk und Laufkatze

Bild 2a. Prüfgewichtsanordnung bei Kranen mit Hubgerüst, Hubwerk und Laufkatze

3. Prüfgewichtsanordnung

3.1 Kran mit Hubgerüst, Hubwerk und Lauf-katze

Bild 1 und Bild 2a

3.2 Kran mit Hubgerüst, Hubwerk und Ausleger

Bild 2b

3.3 Kran mit Hubgerüst, Hubwerk und Drehkran

Bild 3

3.4 Kran mit Hubgerüst, Hubwerk und Portalkran

Bild 4

Das Hitzdrahtinstrument ist also schon aus diesem Grunde ein integrierender Bestandteil jeder drahtlosen Station. Es kommt aber noch hinzu, daß dasselbe noch für andere erforderliche Messungen bei entsprechender Dimensionierung gebraucht wird und sich als eines der wichtigsten Meßgeräte der Hochfrequenztechnik allmählich herausgebildet hat.

Es sollen aus diesem Grunde im Nachstehenden unter Berücksichtigung der verschiedenen Anwendungsgebiete und der hieraus entwickelten Konstruktionen etwas eingehender die verschiedenen Formen besprochen werden.

Die Forderung, welche an jedes Hitzdraht- oder Hitzbandinstrument gestellt wird, ist neben den sonstigen Anforderungen, wie z. B. rasche Einstellung, konstanter Nullpunkt, Unveränderlichkeit, die man an Präzisionsinstrumente zu stellen gewohnt ist, vor allen Dingen die Unabhängigkeit von der Kurvenform, und was wegen der hohen Frequenz in der drahtlosen Telegraphie eine besondere Rolle spielt, die Unabhängigkeit von der Frequenz des Stromes. Inbetracht kommt nämlich mindestens der Bereich von 50000—2000000 Perioden in der Sekunde.

Der große Vorteil des Hitzdrahtinstrumentes ist die einfache Formgebung, welche der im Instrument befindliche Stromkreis besitzt, und wodurch ein Minimum an Selbstinduktion und Kapazität erzielt wird.

b) Das ungeshuntete Hitzdrahtinstrument.

Die oben erwähnten Anforderungen werden von den auch sonst in der Elektrotechnik gebräuchlichen, allgemein bekannten Hitzdrahtinstrumenten für kleine Stromstärken in weiten Grenzen ohne weiteres erfüllt.

Man verwendet eine Form des Hitzdrahtinstrumentes gemäß der schematischen Abb. 60. *a* ist der Hitzdraht und zwar die glatt ausgezogene Linie für den unbelasteten Hitzdraht, die gestrichelte Linie deutet den Hitzdraht nach erfolgter Belastung, also bei Erwärmung an.

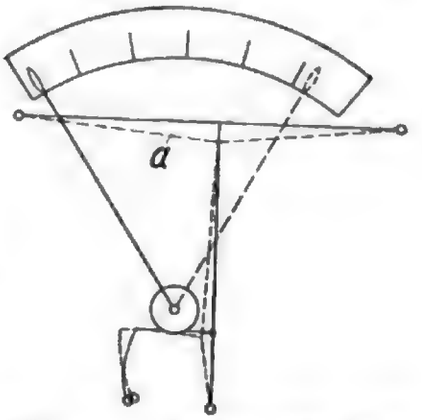


Abb. 60. Prinzipielles Hitzdrahtinstrumentschema.

Bei kleinen Stromstärken entspricht die Ausdehnung des Hitzdrahtes bei Stromdurchgang praktisch genau J^2, weshalb man diese Instrumente, welche man häufig auch als Indikatoren für Wellenmesser anwendet, als „Hitzdrahtwattzeiger" bezeichnet hat.

Die konstruktiven Schwierigkeiten bei diesen Instrumenten waren verhältnismäßig gering. Während ursprünglich als Hitzdraht eine Platin-Silberlegierung benutzt wurde und das gesamte System, um die Außentemperatur zu eliminieren, auf einer Kompensationsplatte aufgebaut wurde, ging man (Hartmann & Braun), um Korrekturen bei raschem Temperaturwechsel zu vermeiden, dazu über, den Hitzdraht aus Platin-Iridium anzufertigen, welcher sich zwar nur halb so viel ausdehnte als der Platin-Silberdraht, aber eine höhere Strombelastung und höhere Temperatur verträgt. Infolge der hierdurch zulässigen höheren Maximaltemperatur spielte der Einfluß der Außentemperatur keine erhebliche Rolle mehr, und es konnte der Aufbau ohne Kompensationsplatte ausgeführt werden.

Diese Instrumente entsprechen im übrigen im allgemeinen dem Schema von Abb. 60. Es ist jedoch außerdem noch eine elektromagnetische Dämpfung, bestehend in einer Aluminiumscheibe zwischen einem Stahlmagneten drehbar, angeordnet, und es besteht die Möglichkeit, von außen das Instrument auf Null einstellen bzw. nachregulieren zu können. (Eine Ausführungsform des Hitzdrahtinstrumentes für sehr geringe Stromstärken [Hitzdrahtwattzeiger] siehe I, Abb. 714 links, S. 664.)

Digitized by Google

c) Schwierigkeiten bei Hitzdrahtinstrumenten für größere Energien.

Für größere Energien bereitet die Erfüllung der Forderung der Unabhängigkeit von der Kurvenform und von der Frequenz des Hochfrequenzstromes erhebliche Schwierigkeiten. Es genügt alsdann nicht mehr, einen einzelnen Hitzdraht zu benutzen, da er sich zu stark erwärmen würde. Man muß vielmehr entweder „shunten", oder ein Hitzband oder unterteilte Hitzdrähte anwenden, oder aber, namentlich bei sehr großen Stromstärken eine Kombination von beiden anwenden, wenn man nicht zu ganz anderen, beispielsweise indirekten Methoden übergehen will.

Die Benutzung eines gewöhnlichen Shunts ist im allgemeinen nur bis zu mittleren Stromstärken zulässig und birgt auch dann fast stets die Gefahr, da bei zunehmenden Stromstärken der Shuntwiderstand gleichfalls wächst, daß eine wesentliche Variation der Stromverteilung eintreten kann, so daß das Instrument einen viel größeren Hochfrequenzstrom anzeigt als tatsächlich durch dasselbe hindurchfließt. Es können hierbei etwa 10% Fehler auftreten.

d) Ungeshuntetes Hitzdrahtinstrument mit unterteiltem Heizdraht.

Man hat infolgedessen zunächst versucht, den Shunt vollständig zu vermeiden. Eine erste Form besteht darin, daß man den Meßdraht in eine Anzahl einzelner Hitzdrähte unterteilt. Die unangenehme Folgeerscheinung, daß sich auch hierbei Stromschleifen, Unsymmetrien und andere Störungen zeigten, wodurch Meßfehler bis zu 30% auftraten, und daß ferner eine erhebliche Erwärmung in den aus schwachen Silberbändern bestehenden Zuleitungen auftrat, welche gleichfalls eine genaue und konstante Eichung des Instrumentes verhinderte, ließen aber diese Form wieder verwerfen. Es kam hinzu, daß sich eine große Anzahl der für die Montage der unterteilten Hitzdrähte erforderlichen Lötstellen mechanisch nur schwer herstellen ließ, und daß diese Instrumente infolge der zahlreichen Löt- und Verbindungsstellen nur eine geringe Lebensdauer besaßen.

e) Ungeshuntetes Hitzdrahtinstrument mit Hitzdraht-Käfigsystem (Broca, Hartmann & Braun A.-G.).

Ein erheblicher Fortschritt wurde dadurch erzielt, daß von Broca (1909) und etwa gleichzeitig von Hartmann und Braun einzelne dünne, vollkommen symmetrisch angeordnete Hitzdrähte für das die Ausdehnung bewirkende Heizsystem benutzt wurden, wobei die Anordnung so getroffen war, daß eine gegenseitige Induktion der Heizdrähte praktisch vermieden war. Da jedoch hierbei die Heizdrähte ziemlich lang bemessen wurden, entwickelte das Instrument nach kurzer Zeit eine solche Erwärmung, daß es während der Messung andauernd verschiedene Werte anzeigte und somit nicht eichfähig war.

f) Ungeshunteter Hitzband-Stromzeiger (Hartmann & Braun A.-G.).

Obgleich dasselbe Anordnungsprinzip beibehalten wurde, gelang es später Hartmann & Braun, durch einen einfachen Kunstgriff das obige Prinzip für die Praxis anwendbar zu gestalten. Die aus Platin-Iridium bestehenden 0,01 mm starken Hitzbänder wurden tunlichst kurz gewählt (ca. 30 mm lang) und in Einspannblöcke möglichst großer Wärmeleitfähigkeit gefaßt, so daß die bei früheren Instrumenten absichtlich klein gehaltene Wärmeableitung im Gegenteil jetzt ausdrücklich groß gewählt wurde. Hierdurch wurde es möglich, sehr dünne und biegsame Hitzbänder mit großer Oberfläche bei kleinstem Querschnitt zu benutzen, so daß das Leitungsvermögen selbst bei sehr hohen Frequenzen praktisch nicht allzu wesentlich beeinflußt wird. Allerdings scheint

Digitized by Google

Bei der Photodiode (Bild 1) wird der Photostrom I_P durch Absorption von Photonen im Halbleiterkristall erzeugt. Dabei müssen die Photonen eine Energie $W_{ph} = h \cdot f$ besitzen, die größer ist als die Energie W_G der Bandlücke des Halbleiters. Die Photonenenergie ist abhängig von der Frequenz f des Lichtes. Mit $h = 6{,}626 \cdot 10^{-34}$ Ws^2 (Planck'sches Wirkungsquantum) und $c = 3 \cdot 10^8$ m/s (Lichtgeschwindigkeit) ergibt sich die Grenzwellenlänge λ_G zu

$$\lambda_G = \frac{c}{f_G} = \frac{h \cdot c}{W_G}$$

Photonen mit einer Wellenlänge $\lambda > \lambda_G$ können keine Elektronen aus dem Valenzband in das Leitungsband anheben. Sie werden nicht absorbiert und durchdringen den Halbleiterkristall.

Bild 1: Photodiode (Prinzip und Aufbau)

Bild 2: Photodiode (Schaltzeichen)

g) Hitzdrahtinstrument für Shuntung mit Kompensationsdraht (Siemens & Halske A.-G.).

Im wesentlichen unter Beibehaltung der obigen Konstruktionsgedanken hat Siemens & Halske (G. Keinath 1916) ein Hitzdrahtinstrument in die Praxis eingeführt, welches, abgesehen von ganz geringen Stromstärken, wohl stets nur mit Shuntung gebraucht wird. Über die Shuntung bei diesem Instrument siehe Abb. 65, S. 96.

Das Hitzdrahtsystem ist auf einer Kupferblechplatte bzw. bei größerer Ausführung auf einer Messinggußplatte angeordnet und enthält eine Kammer für die Luftdämpfung des Zeigersystems. Um die Schwankungen der Außentemperatur auszugleichen, ist eine Drahtkompensation vorgesehen, welche schematisch in perspektivischer Darstellung Abb. 63 wiedergibt. Außer dem Hitzdraht *a* ist parallel zu diesem verlaufend ein weiterer dünner Draht *b* vorgesehen, welcher ebenso wie der Hitzdraht an dem festen Einspannstück *c* und an dem beweglichen Einspannstück *d* in der Ruhelage gespannt befestigt ist. Das Einspannstück *d* wird durch eine Stahlfeder *e* in der Richtung des Pfeiles nach außen gedrückt. Sobald durch den Hitzdraht Strom fließt, hält der Kompensationsdraht *b* das Einspannstück *d* in seiner Lage fest, bei Schwankungen der Außentemperatur hingegen bewegt es sich, weil sich beide Drähte *b* und *a* ausdehnen. Der Nullpunkt bleibt infolgedessen konstant.

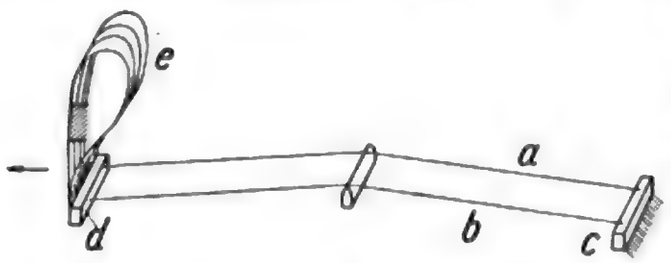


Abb. 63. Kompensierte Hitzdrahtanordnung.

Nur Hitzdrahtinstrumente für ganz geringe Stromstärken erhalten diese Kompensation nicht. Alsdann wird der Draht in der Kupferplatte fest eingespannt.

Infolge der außerordentlich genau wirkenden Drahtkompensation war es ermöglicht, mit einer Nutzverlängerung des Hitzdrahtes von nur 0,1 mm, entsprechend einer Übertemperatur von ca. 80° im Heizdraht, zu arbeiten. Infolgedessen ist die Überlastbarkeit des Hitzdrahtinstrumentes eine entsprechend große.

h) Shuntschaltung für Hitzdraht-(band-)Instrumente.

Die erwähnten Nachteile der nach direkter Methode arbeitenden Hitzdraht-(band-)Instrumente haben verhältnismäßig schon frühzeitig den Gedanken nahe gelegt, die aus der Elektrotechnik bekannte Shuntung von Instrumenten für die Messung der Hochfrequenzströme zu verwenden.

Ein gewöhnlicher Shunt bestehend in einem Ohmschen Widerstand, welcher zum Instrument parallel zu schalten wäre, kann aus den bereits angegebenen Gründen im allgemeinen nicht verwendet werden. Man war vielmehr genötigt, zur Benutzung von Wechselstromwiderstandsshunts überzugehen.

a) Generelle Shuntschaltung von W. Hahnemann (Lorenz A.-G.).

Die generelle Lösung des Shuntproblems für Energieanzeigeinstrumente (Hitzdrahtband-Instrumente) wurde von W. Hahnemann (1907) bei der Lorenz, A.-G. angegeben.

Unter Benutzung eines Hitzdraht-(band-)Instrumentes gilt folgendes:

Gemäß Abb. 64 sei in Serie mit dem Hitzdrahtinstrument *a* ein relativ großer Wechselstromwiderstand *b* (Selbstinduktion), d. h. ein solcher, welcher

Digitized by Google

gegenüber dem Ohmschen Widerstand des Hitzdrahtinstrumentes bei der größten auftretenden Wellenlänge, für welche das Instrument benutzt werden soll, außerordentlich viel größer ist, gelegt, und parallel zu dieser Kombination ist ein verhältnismäßig kleiner Wechselstromwiderstand c (Selbstinduktion) geschaltet. Die Anordnung muß so getroffen sein, daß die Selbstinduktionsspulen sich nicht gegenseitig beeinflussen können.

Der Wechselstrom J gabelt sich bei d in zwei Teile. Durch das Hitzdrahtinstrument und die Selbstinduktion b fließt der Strom J_1, durch die parallel geschaltete Selbstinduktion geht der Strom J_2. Damit der Strom vom Hitzdrahtinstrument a genau angezeigt wird und eine Gleichstromeichung desselben ermöglicht ist, ist es erforderlich, daß der Quotient $\frac{J_1}{J_2}$ immer konstant ist.

Um nun die angezeigten Werte unabhängig von der Frequenz zu gestalten, wobei also der Quotient konstant bleiben soll, kann man in der Praxis zwei Fälle unterscheiden:

Der erste Fall ist der, daß die Ohmschen Widerstände gegenüber den induktiven Widerständen verschwindend klein sein sollen. Es gilt alsdann

$$\frac{J_1}{J_2} \sim \frac{L_2}{L_1} = \text{konstant.}$$

Durch entsprechende Bemessung der Selbstinduktionsspulen, durch Zuschalten oder Abschalten von Zusatzspulen oder aber durch Zusammendrücken oder Auseinanderbiegen der Selbstinduktionswindungen kann man es unschwer dahin bringen, daß das Stromverhältnis im gesamten Meßbereich konstant wird.

Der zweite Fall ist der, daß anstelle der selbstinduktiven Widerstände selbstverständlich auch kapazitive Wechselstromwiderstände (Kondensatoren) benutzt werden können. Unter dieser Voraussetzung erhält man

$$\frac{J_1}{J_2} \sim \frac{C_1}{C_2} = \text{konstant.}$$

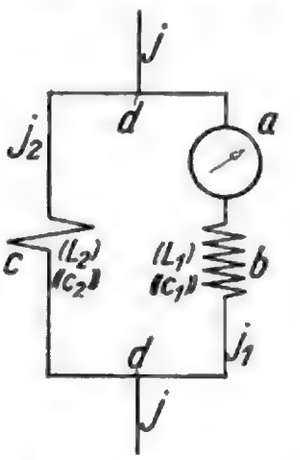


Abb. 64. Shuntschaltung von W. Hahnemann.

Man verwendet anstelle der Selbstinduktion b (L_1) einen Kondensator C_1, anstelle der Selbstinduktion c einen Kondensator C_2, wobei es erforderlich ist, den ersteren Kondensator C_1 so zu dimensionieren, daß seine Kapazität C_1 bei der kleinsten Wellenlänge, bei welcher das Instrument benutzt werden soll, außerordentlich viel größer als der Ohmsche Widerstand des Hitzdrahtinstrumentes ist.

Man könnte noch einen dritten Fall konstruieren, welcher dadurch bedingt ist, daß die induktiven Widerstände der beiden Zweige gegenüber ihren Ohmschen Widerständen gering sind. Es hat dieser Fall, welcher an die Bedingung geknüpft ist

$$\frac{J_1}{J_2} \sim \frac{w_2}{w_1}$$

jedoch nur Interesse für die Starkstromtechnik.

Unter Anwendung dieser Schaltung, wobei als Wechselstromwiderstände Kondensatoren benutzt wurden, also ein (kleiner) Kondensator in Serie mit dem Instrument und ein Kondensator (großer Kapazität) parallel zu dieser Kombination geschaltet waren, ist der Shunt gebaut, welcher in dem mit perforiertem Blech bedeckten Kasten eingesetzt ist, auf welchen das Hitzbandinstrument gemäß Abb. 62 aufmontiert ist.

Digitized by Google

β) Spezielle Shuntschaltung von Siemens & Halske A.-G.

Unter Benutzung der entwickelten Gesichtspunkte über die Shuntung ist für die Hitzdrahtinstrumente von Siemens & Halske die Hahnemann-Lorenzsche Schaltung von G. Keinath gemäß Abb. 65 modifiziert worden.

Das Hitzdrahtinstrument a besitzt einen Eigenwiderstand w_2. Dieser ist mit einer Spule b, welche die Selbstinduktion L_2 besitzt, in Serie geschaltet. Parallel zu dieser Kombination liegt ein Ohmscher Widerstand c von der Größe w_1 in Serie mit einer Spule d von der Selbstinduktion L_1.

Die Verhältnisse sind so gewählt, daß die Gleichung gewährleistet ist:

$$\frac{w_1}{w_2} = \frac{L_1}{L_2}$$

und daß ferner L_1 gegenüber w_1 so dimensioniert ist, daß bei der niedrigst auftretenden Frequenz w_1 erheblich kleiner ist als $w L_1$. Die Stromverteilung bei Hochfrequenz erfolgt alsdann nicht mehr im Verhältnis der Widerstände, sondern in dem konstanten Verhältnisse der Selbstinduktionen $\frac{L_1}{L_2}$.

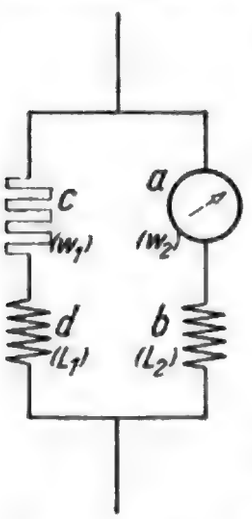


Abb. 65. Shuntschaltung von G. Keinath.

Im übrigen ist die Selbstinduktion L_1 mit w_1 konstruktiv zu einem Ganzen vereinigt in Gestalt einer Widerstandsdrahtspule. Die Spule b (L_2) ist hingegen vom Hitzdrahtfaden getrennt angeordnet.

Die Regulierung der Selbstinduktionsgrößen in feineren Grenzen erfolgt durch Zusammendrücken oder Auseinanderziehen der Spiralen.

Vielfach wird auch der Widerstand c (w_1) in Schleifform hergestellt und, damit sich namentlich bei Ausführungen für größere Stromstärken keine zu hohen Selbstinduktionswerte ergeben, wurde der Widerstand bifilar gewickelt. Er besteht hierzu aus einer großen Anzahl ineinandergeschalteter Blechstreifen, die an einem Ende hart zusammengelötet und durch Glimmerzwischenlagen getrennt sind. Im übrigen sind die Blechstreifen zueinander parallel geführt.

Mit dieser Anordnung sollen Hitzdrahtinstrumente bis zu 500 Ampere ohne merkliche Nullpunktsverstellung und ohne wesentliche Frequenzabhängigkeit in dem Bereiche zwischen 1000 und 10 000 Perioden gebaut worden sein.

Aber abgesehen von diesen geshunteten und ungeshunteten Hitzdraht- bzw. Hitzbandinstrumenten haben sich noch einige andere Typen in die drahtlose Praxis Eingang verschafft, welche auf anderen Prinzipien beruhen. Von diesen sei nachstehend nur eines wiedergegeben, welches von Marconi angewendet zu werden scheint.

i) Hitzdrahtsystem mit Thermoelement.

Mit Rücksicht auf die bei Hitzdrahtinstrumenten namentlich früher häufig vorhandenen Unsymmetrien, welche erst durch entsprechende Shuntschaltungen wenigstens zum größten Teile eliminiert werden konnten, ist man auf den Ausweg verfallen, die Heizwirkung indirekt auszunutzen.

Man (Hartmann & Braun A.-G.) hat daher auf ein aus Platiniridium hergestelltes Hitzband ein Thermoelement, welches mit einem Galvanometer verbunden wurde, direkt aufgelötet.

Wenn es darauf ankommt, die Antennenstromstärke mit größter Genauigkeit abzulesen, eine vollkommen symmetrische Zu- und Abführung der Energie

Digitized by Google

zu erhalten, und wenn außerdem das Instrument tunlichst unempfindlich gegen Wellenänderungen sein soll, was z. B. bei radiotelegraphischen Meßstationen vorliegt, wählt man zweckmäßig eine Amperemeter-Thermoelement-Konstruktion entsprechend Abb. 66.

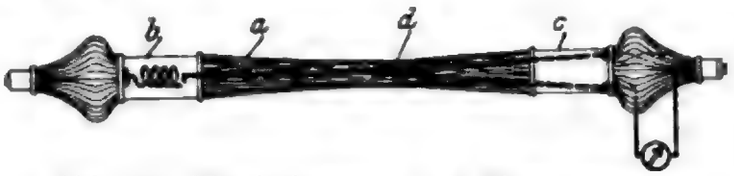


Abb. 66. Hitzdrahtsystem mit Thermoelement.

Aus einer großen Anzahl dünner Heizdrähte *a* ist ein Rotationshyperboloid gebildet. Die Stromzuführungen *b* und *c* sind symmetrisch. In der Mitte des Rotationshyperboloids ist die Lötstelle eines Thermoelementes *d*, welches von den Hitzdrähten bestrahlt wird.

Das Verhältnis ist z. B. 150 Ampere Antennenstrom und 5 Millivolt im Thermoelement.

k) Sicherungseinrichtungen für Hitzdrahtinstrumente.

In jedem Fall stellt der Hitzdraht bzw. das Hitzband eines derartigen Instrumentes einen hochempfindlichen Teil dar, welcher sowohl vor mechanischen Eingriffen, als auch gegen elektrische Überlastung geschützt werden muß. Besonders sind in letzterer Beziehung die ungeshunteten Hitzdraht- bzw. Bandinstrumente zu berücksichtigen.

Die Sicherung kann nach Art anderer in der Elektrotechnik gebräuchlicher Sicherungselemente dadurch bewirkt werden, daß vor das Instrument beispielsweise eine kleine Schmelzsicherung geschaltet wird, welche durchbrennt, sobald ein für das Instrument zu großer Energiebetrag hindurchgeht. Diese Anordnung hat den Nachteil, daß das Sicherungselement nach erfolgtem Gebrauch durchbrennt, durch ein neues ersetzt werden muß, also eine besondere Manipulation bedingt.

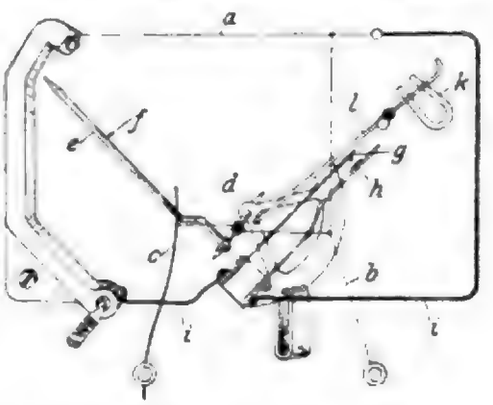


Abb. 67. Gesicherte Hitzdrahtanordnung.

Jedenfalls eleganter ist eine Einrichtung, welche sowohl von Hartmann und Braun, als auch von Siemens und Halske und anderen Firmen vorgesehen wird, und die im Prinzip Abb. 67 wiedergibt.

a ist der Hitzdraht, der durch das Draht- und Federsystem *b c* gespannt erhalten wird, und welcher über die Rolle *d* den in Spitzen gelagerten Zeiger *e* betätigt. Letzterer ist mit einem kleinen Ansatz *f* versehen, der bei etwas länger andauerndem Maximalausschlag (Stellung ganz rechts in Abb. 67) gegen eine Feder *g* drückt, die ihrerseits mit einer von ihr isolierten Gegenfeder *h* und der Vermittlung von Platinkontakten Kontakt macht. Die praktische Wirkung ist die, daß durch die Kurzschließung der Kontakte *g h* der Strom nicht mehr durch den Hitzdraht *a*, sondern vielmehr direkt über die aus stärkerem Material ausgeführten Metalleitungen *i* durch das Instrument fließt, und zwar dauert dieses so lange, als der Zeiger *f* von einem kleinen besonders vorgesehenen Hufeisenmagnet *k* angezogen bleibt.

Es ist nun weiterhin ein mit einen Knopf versehener drehbarer Hebel *l* vorgesehen, mittels dessen der Zeiger *e* außer Berührung mit dem Hufeisenmagnet *k* gebracht werden kann, wodurch der Kontakt *g h* geöffnet wird.

Digitized by Google

Das Instrument ist alsdann wieder anzeigebereit und zwar so lange, bis eine neue vorübergehende Überlastung den dauernden Maximalausschlag des Zeigers *f* und damit die Kontaktgebung *g h* verursacht. Der weiterhin aus der Abbildung ersichtliche Sektor nebst dem anderen kleinen perspektivisch angedeuteten Magneten, stellt die Dämpfung des Instrumentes dar.

l) Einstellvorrichtung des Zeigers von Hitzdrahtinstrumenten der Lorenzwerke, Wien.

Bekanntlich ist es bei Hitzdraht- oder Hitzbandinstrumenten nicht oder nur durch besondere und auch alsdann nicht immer sicher wirkende Mittel möglich, den Zeiger des Instrumentes im stromlosen Zustande, auch wenn sich der Hitzdraht bzw. das Hitzband vollkommen abgekühlt hat, auf die Nullpunktseinstellung einspielen zu lassen.

Bei den meisten für die Praxis inbetracht kommenden Ausführungen ist man vielmehr genötigt, eine besondere Einstellvorrichtung vorzusehen, welche den durch ungleichmäßige Erwärmung des Hitzdrahtes bzw. der Grundplatte im Laufe der Zeit nicht genau auf Null einspielenden Zeiger vor Beginn der Messung auf den Nullpunkt einstellt.

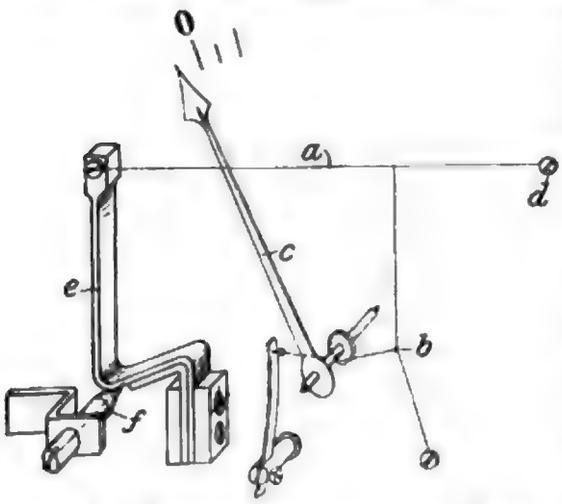


Abb. 68. Einstellvorrichtung mit Fadenlockerung.

Diese Einstellvorrichtungen sind meist nach dem Prinzip gebaut, daß durch sie der Faden gespannt wird, sobald der Zeiger auf der Skala nach links hin ausschlägt und sich somit auf Null einstellt. Der Hitzdraht, bzw. das Hitzband wird also durch die Einstellvorrichtung entsprechend schärfer angespannt, und die Folge davon ist, daß häufiges Reißen des Drahtes oder Bandes eintritt.

Bei der Einstellungsvorrichtung der Lorenzwerke ist das umgekehrte Prinzip befolgt, indem durch Betätigung der Vorrichtung gemäß Abb. 68 der Hitzdraht *a* nicht gespannt sondern vielmehr gelockert wird. Dies wird dadurch bewirkt, daß der nachgiebige Hebel *e* des andererseits an der festen Schraube *d* angebrachten Hitzdrahtes durch einen Konus *f* bewegt wird, somit also den Hitzdraht *a* lockert. Auf diese Weise wird durch das Übersetzungsgetriebe *b* die Zeigerspitze *c* nach rechts hin gedreht. Der Zeiger kann sich also auf den Nullpunkt einstellen.

m) Einschaltung bzw. Kopplung von Hitzdraht-(band-)Instrumenten in Hochfrequenzkreisen.

Es sind noch einige Worte über die Einschaltung von Hitzdraht- oder -bandinstrumenten in Hochfrequenzkreisen zu sagen.

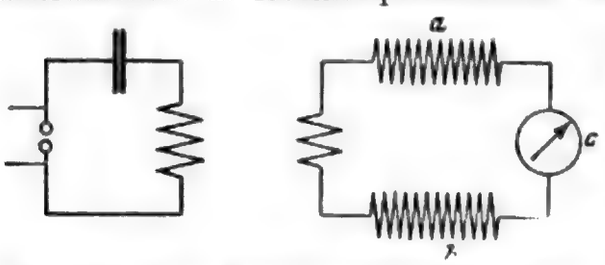


Abb. 69. Lose angekoppeltes Hitzdrahtinstrument.

Häufig tritt der Fall ein, daß z. B. in einem Senderschwingungskreis eine Strommessung vorzunehmen ist. Im allgemeinen wird es alsdann nicht angängig sein, das Instrument direkt in das Schwingungssystem einzuschalten, sondern man verwendet in solchen Fällen hierbei meist eine relativ lose induktive Kopplung etwa entsprechend Abb. 69. *a* und *b* sind Spulen großer Selbstinduktion, aber kleinen Ohmschen Widerstandes, welche zweckmäßig ver-

Digitized by Google

Kraft P und Last Q sind, wie man sieht, einander gleich, wenn die Hebelarme a und b gleich sind. Ist a größer als b, so ist P kleiner als Q, und zwar ist P um so viel kleiner, als a größer ist als b. Ist a kleiner als b, so ist P größer als Q, und zwar ist P um so viel größer, als b größer ist als a. Es ist also P zu Q wie b zu a, oder $P : Q = b : a$.

17. Messung der Kräfte. Dynamometer.

Um die Größe einer Kraft zu messen, muß man sie mit einer bekannten Kraft vergleichen. Diese bekannte Kraft kann entweder eine Last sein, die durch die Kraft gehoben wird, oder eine Kraft, die durch die Kraft gespannt wird. Im ersten Falle bedient man sich einer Wage, im zweiten eines Dynamometers.

Fig. 19. Dynamometer.

Fig. 19 stellt ein Federdynamometer dar. Es besteht aus einer Schraubenfeder, die an einem Ende befestigt ist und am andern Ende einen Haken trägt, an dem die Kraft P angreift. Diese Kraft spannt die Feder, und zwar um so mehr, je größer sie ist. Ein Zeiger, der mit dem Haken verbunden ist, gibt auf einer Teilung die Größe der Spannung an. Diese Teilung wird durch Vergleichung mit bekannten Kräften hergestellt.

Das Instrument selbst mit abgenommenem vorderen Eisenkörper zeigt Abb. 71.

b) Detektor-Telephon (Parallelohmmethode).

Mit dem Thermogalvanometer sind Messungen der Empfangsintensität zwischen zwei drahtlosen Stationen bis auf ca. 80 km Abstand gemacht worden. Mit Empfangslautverstärkern könnten selbstverständlich diese Entfernungen vergrößert werden. Für kleinere auf der Empfangsseite zur Verfügung stehende Energien reicht die immerhin nicht sehr hohe Empfindlichkeit nicht mehr aus; man muß alsdann auf die allein für den hochempfindlichen Empfang in betracht kommenden Kristall- oder Röhrendetektoren usw. zurückgreifen.

Die hierbei übliche Schaltung bei Benutzung eines Telephons als Indikator für die sog. „Parallelohmmethode" ist gemäß Abb. 72 sehr einfach. (Siehe auch II, S. 200.)

Unter Verwendung irgend einer Empfangsschaltung wird parallel zum Detektor *a* oder parallel zum Blockierungskondensator *b* ein fein regulierbarer, möglichst kapazitäts- und selbstinduktionsfreier geeichter Widerstand *c* geschaltet. Dieser wird so einreguliert, daß das Geräusch im Telephon *d* gerade verschwindet. Je kleiner der abgelesene Parallelwiderstand ist, um so größer ist *c. p.* die Empfangsenergie.

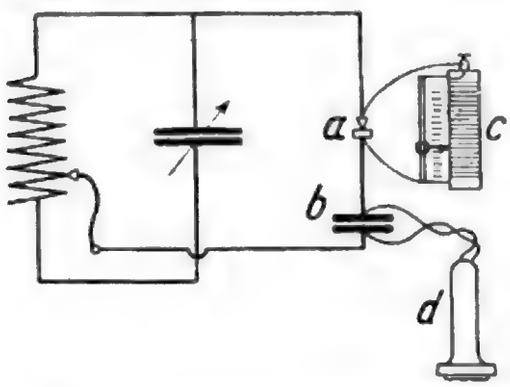


Abb. 72. Parallelohmschaltungsanordnung.

Anstelle des Widerstandes kann man auch eine veränderliche Kopplungsanordnung anwenden, mittels derer der Detektorkreis mit dem empfangenden System gekoppelt wird. Auch hierbei ist die Festigkeit der Kopplung mindestens ein relatives Maß für die Empfangsenergie bzw. Stromstärke.

Man kann auch das Telephon *d* durch ein hochempfindliches Galvanometer (Empfindlichkeit 10^{-6} bis 10^{-7}) ersetzen, den Parallelwiderstand ganz fortlassen und somit direkt die Empfangsstromstärke bestimmen.

Neuerdings wird häufig nicht mehr, wie dies früher üblich war, der Wert in Parallelohm angegeben, wobei also eine hohe Parallelohmzahl einer geringen Empfangslautstärke entsprach, sondern es wird das reziproke Verhältnis angegeben.

Man bezeichnet also

$$\text{Lautstärke} = 1 + \frac{\text{Telephonwiderstand}}{\text{Parallelohmwiderstand}}.$$

In diesem Ausdruck ist zweckmäßigerweise der Telephonwiderstand mitberücksichtigt.

In der Praxis wird fast ausschließlich die Parallelohmmethode mit Hörempfang (Abb. 72) angewandt. Ihre Nachteile u. a. sind das subjektive Abhören mit dem Telephon, wodurch sehr erhebliche Fehler [1]) möglich sind und insbesondere die Tatsache, daß die Detektoren weder hinsichtlich ihrer Empfindlichkeit gleichartig sind, noch während der Aufnahme oder im Ruhezustand immer konstant bleiben. Wohl der wesentlichste Nachteil ist aber der, daß zwischen Empfangsstromstärke bzw. Empfangsenergie und der Größe des Parallelwiderstandes

[1]) Infolge der physiologischen Verschiedenheiten bei verschiedenen Experimentatoren können Differenzen bei der Lautstärkenaufnahme bis zu mehreren 100 Prozent auftreten. Es kommt weiterhin beim tönenden Empfang hinzu, daß auch die Tonhöhe noch wesentlich mitspricht, da die tieferen Töne erheblich stärker akustisch gedämpft sind als hohe Töne. Wo hier das Optimum liegt ist bis jetzt gleichfalls noch nicht genau festgestellt.

Digitized by Google

Zum Schutz des Meßgerätes gegen Überlastung dient eine Sicherung, die sich unter dem Deckel befindet. Sie ist leicht zugänglich und kann ohne Werkzeug ausgewechselt werden.

Bild 3. Ansicht des Meßgerätes mit geöffnetem Deckel

Man kann also sowohl ein Saitengalvanometer als auch ein entsprechendes Drehspulgalvanometer verwenden. Man kann auch anstelle des Galvanometers ein Elektrometer zweckmäßig von der Art des Einfaden- oder Saitenelektrometers benutzen. Abb. 74 zeigt das Anordnungsschema. *a* ist die Empfangsspule, an welche der Kontaktdetektor *b* beispielsweise variabel angeschaltet ist; *c* ist ein Blockkondensator. Von diesem ist das Einfadenelektrometer *d e f* abgezweigt. Dieses besteht z. B. aus dem Elektrometerfaden *d* und zwei den Faden teilweise umschließenden Metallplatten *e* und *f*, welche mit einer Batterie *g* verbunden sind. Auf diese Weise wird zwischen den Metallplatten *e f* ein bestimmtes Potential erzeugt. Entsprechend dem Vorzeichen dieses Potentials wird beim Empfang der Elektrometerfaden von der Platte *e* oder von der Platte *f* angezogen. Infolge der Ventilwirkung des Detektors wird der Hochfrequenzstrom nur in einer bestimmten Richtung durchgelassen und ladet hierdurch den Kondensator *c* auf, wodurch der Elektrometerausschlag herbeigeführt wird.

Um nicht in der Wahl der Detektoren beschränkt zu sein, und um gegebenenfalls mit größerer Empfindlichkeit arbeiten zu können, ist noch eine Potentiometeranordnung *h* vorgesehen, welche es ermöglicht, dem Detektor eine jeweilig gewünschte Hilfsspannung aufzudrücken.

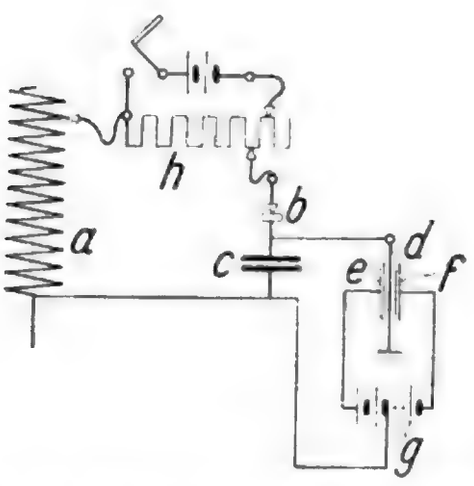


Abb. 74. Detektor-Einfadengalvanometeranordnung für Lautstärkemessung.

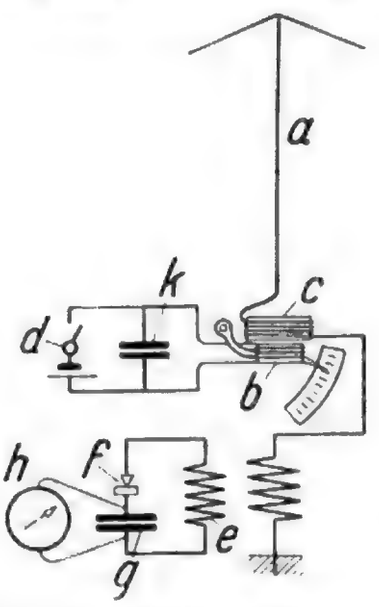


Abb. 75. Lautstärkemessungsanordnung nach der Substitutionsmethode.

d) Substitutionsanordnung (Eccles, Dieckmann, Eppen).

Abb. 75 zeigt die Anordnung. Die Empfangsantenne *a* ist einerseits mit einem, schwachgedämpfte Schwingungen sehr geringer Energie erzeugenden Kreis *b k* variabel gekoppelt, welcher durch einen Unterbrecher *d* angestoßen wird, andererseits ist mit der Empfangsantenne der normale Empfänger gekoppelt, welcher durch den aperiodischen Detektorkreis *e f g* und das Meßinstrument *h* (anstelle des Telephons) angedeutet ist.

Das Vorgehen bei der Messung ist nun so, daß man zunächst mit dem Empfangskreis *e f g h* die Zeichen empfängt und den hierbei vorhandenen Ausschlag am Meßinstrument *h* feststellt; sodann wird der Senderkreis geringer Energie *b k d* erregt und die Kopplung zwischen den beiden beliebig gegeneinander verstellbaren Kopplungsspulen *b* und *c* solange verändert, bis derselbe Ausschlag im Meßinstrument *h* wie beim Empfang wieder erzielt ist. Die gegeneinander beweglichen Spulen der Kopplungsvorrichtung *b c* sind z. B. mit einem Zeiger und einer zweckmäßig in relativen Empfangsenergiewerten zu

Digitized by Google

eichenden Skala versehen, so daß man an der Skala die jeweilige Empfangsenergie direkt ablesen kann.

e) Vergleichsanordnung nach Art des Flimmerphotometers (W. Burstyn).

Eine andere Anordnung, welche für die Messung der Empfangslautstärke geeigneter ist, rührt von W. Burstyn (1915) her. Dieselbe ist schematisch in Abb. 76 dargestellt.

a ist die Empfangsantenne. *b c d* ist der als aperiodisch angenommene Detektorkreis. Am Detektor liegt einerseits fest, andererseits über den einen anschaltbaren Kontakt eines Tasters *e* das Telephon *f*. Durch Niederdrücken des Tasters *e* kann dieses Telephon auch an den Kondensator *g* und somit an die Vergleichsanordnung, deren Intensität, was übrigens in der Praxis sehr unangenehm ist, mittels eines Meßinstrumentes *h* festgestellt werden kann — die Energie des Vergleichskreises entspricht dem Quadratwert der an *h* abgelesenen Stromstärke multipliziert mit dem Telephonwiderstand — angeschaltet werden. *i* ist ein Unterbrecher, *k* ein Kondensator, *l* eine Potentiometeranordnung, deren Widerstand in Empfangslautstärken zu eichen ist, und *m* ein hoher Ohmscher Widerstand, welcher einerseits zuläßt, daß eine Aufladung des Kondensators stattfindet, daß aber andererseits durch ihn verhindert wird, daß durch die Unterbrechung und Schließung des Gleichstromes durch den Unterbrecher *i* ein zusätzlicher Ton im Telephon *f* hervorgerufen wird.

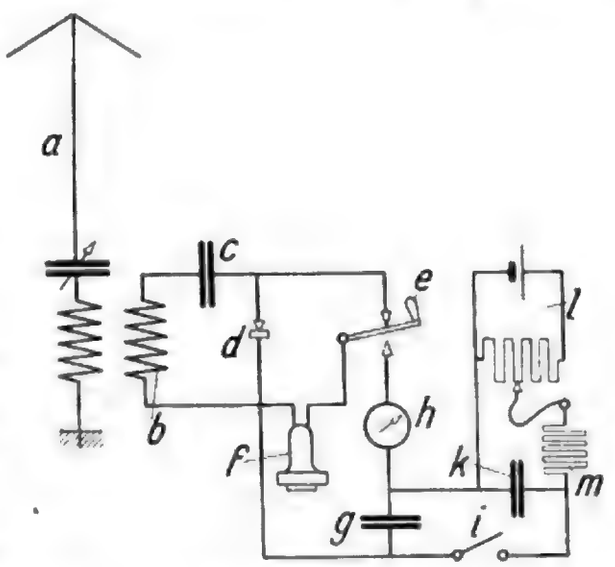


Abb. 76. Vergleichslautstärkemeßanordnung von W. Burstyn.

Die Unterbrechungszahl von *i* wird nun so einreguliert, daß diese Frequenz mit der Funkenfrequenz des fernen Senders übereinstimmt. Durch die Potentiometeranordnung *l* wird der Kondensator *k* aufgeladen. Die Entladung des Kondensators findet durch den Unterbrecher *i* statt. Um die Kontaktdauer des Unterbrechers *i* möglichst kurz zu gestalten, ist der Kondensator *g* von entsprechend großer Kapazität parallel zum Telephon *f* vorgesehen. Durch diesen Kondensator, welcher vorteilhaft variabel gemacht ist, kann außerdem noch die Klangfarbe des Vergleichstones geändert werden.

Man kann übrigens auch, um Verschiedenheiten und Unregelmäßigkeiten des Detektors bei der Lautstärkemessung zu eliminieren, die Anordnung so treffen, daß der mittels der Potentiometeranordnung und des Unterbrechers im Kondensatorkreise erzeugte Hochfrequenzstrom dem Detektorkreise wahlweise anstelle der Empfangsenergie aufgedrückt wird, wobei man allerdings — und dieses bedeutet eine weitere Komplikation — die Wellenlänge des den Summer enthaltenden Kreises der Empfangswelle gemäß wählen muß.

Beide Anordnungen, sowohl die letztere als auch die in Abb. 75 wiedergegebene, besitzen den Nachteil, daß zwei Stromquellen erforderlich sind, die eine Stromquelle zur Erzeugung der Hochfrequenzschwingungen, die andere zum Antrieb des Unterbrechers *i*.

Digitized by Google

f) Empfangslautstärkemessung mittels Vergleichskreises (Lorenzwerke, Wien).

Eine von P. Floch (Lorenzwerke 1919) angegebene Lautstärkemeßeinrichtung vermeidet die Nachteile, zwei Stromquellen anwenden zu müssen, die Notwendigkeit der Abstimmung des Hochfrequenzkreises und des dauernden Stromflusses über die Potentiometeranordnung.

Zu diesem Zweck induziert gemäß Abb. 77 der Empfangsluftleiter *a* wieder wie bei der Schaltung nach Abb. 76 auf die Detektorspule *b*, welche über den Detektor *d* und den Blockkondensator *c* kurzgeschlossen ist. *e* ist wieder ein Taster, welcher das Telephon *f* entweder an den aperiodischen Detektorkreis *b d c* oder an die besonders gestaltete, Hochfrequenzschwingungen erzeugende Anordnung *m l o p q* anzuschalten gestattet. Die Aufladung kann wiederum mit einem Unterbrecher *i*, welcher in tönendem Bereich arbeitet, erfolgen, um die dem Empfangstoncharakter entsprechenden Tonschwingungen zu erzeugen. Es dient aber hierbei die Stromquelle *l* sowohl als Speisequelle für die Schwingungserzeugung, als auch zum Betrieb des Unterbrechers *i* selbst.

Dadurch daß der Schalter *o* in der skizzierten Weise vorgesehen ist, wird, sofern er nicht auf den ganz rechts befindlichen Kontakt gelegt ist und die Anordnung

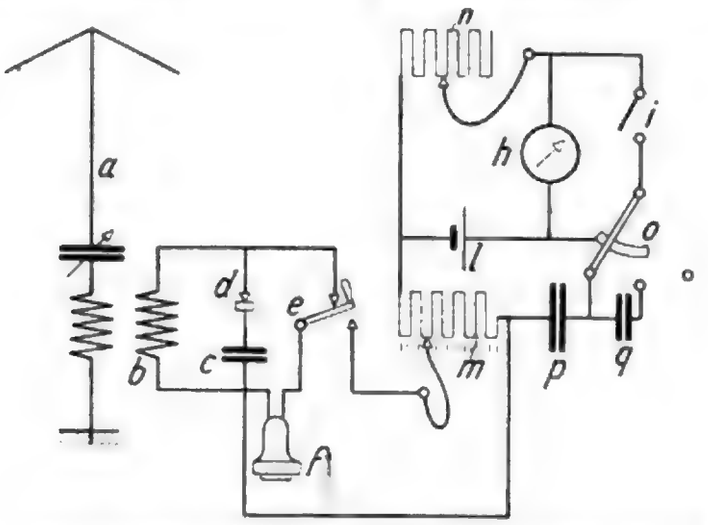


Abb. 77. Lautstärkemeßschaltung mit Vergleichskreis von P. Floch.

außer Betrieb gesetzt ist, worauf noch zurückgekommen wird, entweder der größere Blockkondensator *p* oder mit diesem noch in Serie geschaltet der kleinere Blockkondensator *q* in die Potentiometeranordnung eingeschaltet. Durch die Kondensatoren wird verhindert, daß ein wenn auch noch so geringer Gleichstrom durch die Potentiometeranordnung dauernd hindurchfließt. Außerdem wird aber durch die wahlweise Einschaltung von *p* oder $p + q$ eine verschiedene Lautstärke im Vergleichskreise erzielt, wodurch man also für den Potentiometerwiderstand *m* zwei verschiedene Skalen, auf denen die Lautstärkenwerte empirisch oder rechnungsmäßig aufgetragen werden können, erhält. Ist nur der Kondensator *p* eingeschaltet, so ist die Lautstärke erheblich größer (Lautstärkenskala 1), durch Zuschaltung von *q* wird sie entsprechend kleiner (Lautstärkenskala 2). Man hat also die Möglichkeit, die Lautstärke des Empfangskreises auch noch stufenweise der Empfangslautstärke anzupassen, wobei außerdem durch den bzw. die Kondensatoren *p* und *q* der Ton erheblich reiner gestaltet wird als ohne dieselben.

Um unter allen Umständen konstante Verhältnisse zu erhalten, ist die von der Stromquelle *l* abzugebende Energiemenge konstant zu machen. Nachdem vor der Lautstärkenmessung der Schalter *o* auf den rechten Leerkontakt gelegt ist, wird der Regulierwiderstand *n* solange verändert, bis das Meßinstrument *h* den Normalwert anzeigt.

Digitized by Google

3. Die Tragvorrichtung

Die Tragvorrichtung besteht aus einem Tragbügel, der mit Hilfe von Schrauben an der Kamera befestigt wird. Der Tragbügel ist mit einem Gelenk versehen, das es ermöglicht, den Bügel zusammenzuklappen, wenn er nicht gebraucht wird. Der Tragbügel ist mit einem Gelenk versehen, das es ermöglicht, den Bügel zusammenzuklappen, wenn er nicht gebraucht wird.

Abb. 1: Tragvorrichtung

Abb. 2: Tragvorrichtung

4. Die Tragvorrichtung

Die Tragvorrichtung besteht aus einem Tragbügel, der mit Hilfe von Schrauben an der Kamera befestigt wird. Der Tragbügel ist mit einem Gelenk versehen, das es ermöglicht, den Bügel zusammenzuklappen, wenn er nicht gebraucht wird. Der Tragbügel ist mit einem Gelenk versehen, das es ermöglicht, den Bügel zusammenzuklappen, wenn er nicht gebraucht wird.

10. Das Funkenmikrometer.

Für manche Spannungsmessungen, wie z. B. zur Feststellung der Maximalamplitude an einer Sendeantenne, kann zweckmäßig das sehr einfache und dabei doch zu recht genauen Messungen verwendbare Funkenmikrometer benutzt werden.

Entsprechend einer Ausführungsform, welche A. Slaby bei seinen Messungen an gestreckten Drähten und Antennen verwendete, besteht gemäß Abb. 80 das Mikrometer aus einer sorgfältig planabgeschliffenen Bogenlampenkohle *a* und einem z. B. mit vergoldeter Spitze versehenen, zugespitzten Draht *b*. Beide Elektroden sind in Hülsen *c* einstell- und feststellbar angeordnet. Die Hülsen *c* sitzen auf isolierenden Glassäulen *d* und *e*, von denen *d* auf einem Grundbrett befestigt ist, während *e* in einem verschiebbaren Schlitten *f* montiert ist, dessen Abstand *d* mittels einer Mikrometerschraube *h* verändert werden kann. Die Schlitteneinrichtung *f* ist mit einer Marke versehen, so daß die jeweilige Einstellung auf einer Skala *i* genau abgelesen werden kann.

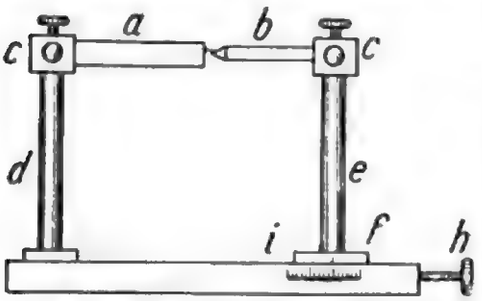


Abb. 80. Funkenmikrometer.

Bei Inbetriebsetzung geht zwischen der Spitze von *b* und der senkrechten Fläche von *a* ein Entladungsvorgang über, und es können aus den gelblichen Sprühentladungen die weißen, für die Funkenlänge maßgebenden Funkenentladungen genau unterschieden werden.

Die Funkenlänge kann mittels einer derartigen Einrichtung bis auf ca. $^1/_{100}$ mm genau abgelesen werden.

11. Meßeinrichtung für sehr hohe Spannungen.

Eine Spannungsteilung mittels Kondensatoren wird in den Fällen zur Messung höherer Wechselspannungen angewendet, in welchen Elektrometer, Hitzdrahtinstrumente usw. nicht mehr ausreichen.

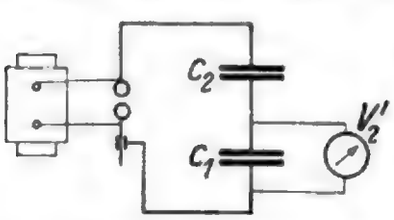


Abb. 81. Meßschaltung für hohe Spannungen.

Gemäß dem Schaltungsbild von Abb. 81 wird die Tatsache benutzt, daß bei mehreren hintereinander geschalteten Kondensatoren die Spannung am Einzelkondensator einen entsprechenden Bruchteil der Gesamtspannung ausmacht.

An die Belege des Kondensators C_1 werden das Elektrometer, Hitzdrahtinstrument, Dynamometer oder dergleichen angelegt. Beträgt die mittels dieses Instrumentes gemessene Spannung V_2', so ergibt sich für die vorhandene gesamte Sekundärspannung V_2

$$V_2 = \frac{\text{Funkeneinsatzspannung}}{\sqrt{2}}$$

der Ausdruck: $V_2' \cdot C_1 = V_2 \cdot C_{gesamt}$ wird somit

$$V_2 = V_2' \cdot \frac{C_1}{C_{gesamt}};$$

hierin bedeutet

$$\frac{1}{C_{gesamt}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}.$$

Digitized by Google

15 Steuerung der Bild- und Schriftgröße

Abb. 15.1: Bild- und Schriftgröße steuern

Abb. 15.2: Bild- und Schriftgröße steuern

15.1 Text und Bild skalieren

Wenn Sie Text und Bild skalieren, dann sollten Sie darauf achten, dass Sie nicht zu viel Text in eine Zeile packen. Ansonsten ist der Text nicht mehr lesbar.

Frequenz von 1002 angezeigt, bei der unteren Einstellung die Frequenz von 1005. Die Bilder zeigen, daß die größte Schwingungsamplitude der Zunge bei der Frequenz auftritt, auf welche die Zunge genau abgestimmt ist, beim vorliegenden Beispiel also bei der obersten Einstellung. Es ist somit, um auch Frequenzen ablesen zu können, auf welchen nicht direkt abgestimmte Zungen vorhanden sind, absichtlich darauf gesehen, daß die Zungenresonanz nicht allzuscharf ausgesprägt ist.

Das Inschwingungversetzen der Zungen kann mechanisch oder elektrisch erfolgen. Mechanisch dadurch, daß der Frequenzmesser an der meist nicht vollkommen ausbalanzierten Maschine angebracht und von dieser erschüttert wird. Man kann auch auf der Maschinenwelle eine Nockenscheibe anbringen und mittels einer Hebelübertragung den Zungenkamm in Schwingungen versetzen.

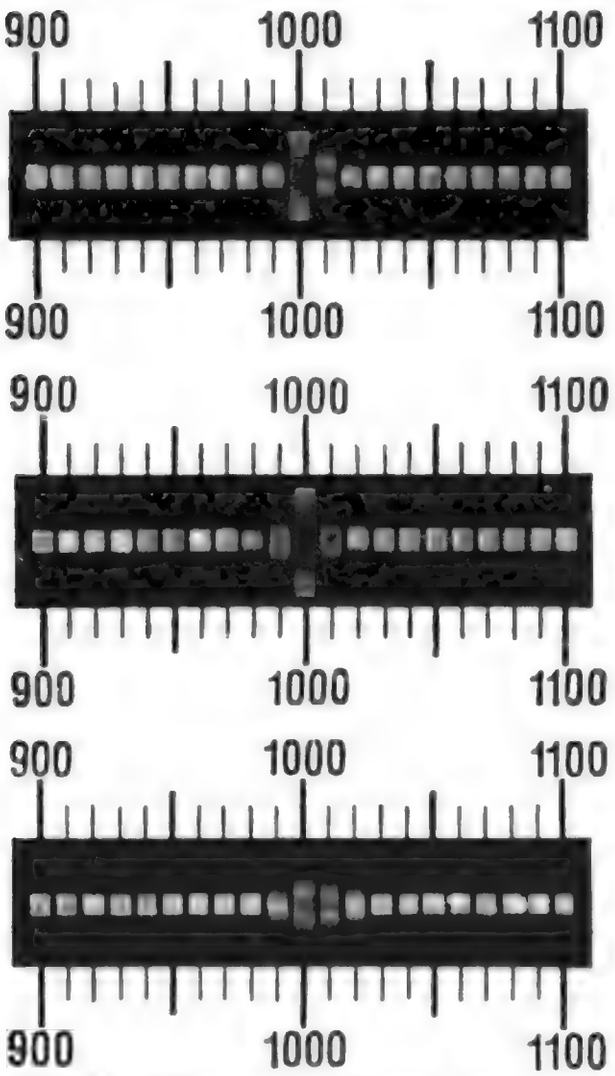


Abb. 84. Resonanzeinstellungen des Zungenfrequenzmessers bei verschiedenen Periodenzahlen.

Die meist gebräuchliche Erregung der Zungen erfolgt jedoch auf elektrischem Wege in der Weise, daß mit der Maschine, deren Frequenz festgestellt werden soll, entweder ein kleiner Wechselstromgenerator nach der Induktortype, was insbesondere bei niedrigen Frequenzzahlen gebräuchlich ist, oder auch nur ein hufeisenförmiger Dauermagnet, dessen Pole aus einem Gehäuse herausragen, verbunden wird und eine auf den Schenkeln des Magneten angebrachte Generatorwicklung erregt wird. Dieser induzierte Teil erfährt durch eine z. B. am Wellenende befestigte, in sehr geringem Abstande vor den Polen des Dauermagneten vorbeirotierende Nockenscheibe eine periodische Kraftlinienänderung, wodurch eine Variation der Wechselspannung hervorgerufen wird. Der magnetische Schluß des Dauermagneten ändert sich also infolge und entsprechend der Nockenscheibenkontur.

Es wird auf diese Weise eine Wechselspannungsfrequenz in der Minute erzielt, welche gleich ist dem Produkt aus der Umdrehungszahl der Maschine pro Minute und der Zahl der wellenförmigen Erhöhungen der Nockenscheibe. Diese Wechselspannung läßt man auf den in den Zungenfrequenzmesser eingebauten, aus Abb. 82 ersichtlichen Elektromagneten einwirken, wobei dessen Anker mit dem Zungenkamm starr verbunden ist und auf diese Weise den Zungenkamm erregt. Der gesamte Zungenkamm kommt somit in vibrierende Bewegung, was sich in einem Zittern der Federn und insbesondere der Zungenköpfe bemerkbar macht; aber nur diejenige Zunge, welche auf die betreffende, den Elektromagneten erregende Schwingungszahl abgestimmt ist, gerät in maximale Erschütterungen, und der weiße Zungenkopf beginnt heftige Bewegungen

Digitized by Google

Ausstellung „Das Hopfenland Franken" (Bilder, Urkunden, Hopfenmuster, Geräte, Modelle, Bücher) im Rahmen der Fränkischen Festwoche in Nürnberg. Eröffnung durch Oberbürgermeister Dr. Urschlechter. Ausstellungsleitung: Dr. Hans Volkert, Nürnberg, Hallplatz 12. Geöffnet täglich von 10–18 Uhr. Eintritt 0,50 RM.

11. Vorstandssitzung: Dr. Andreas, Tübingen

Sitzung des Vorstandes der Gesellschaft für Geschichte und Bibliographie des Brauwesens im Hotel „Deutscher Kaiser", Nürnberg, Bahnhofplatz 1. Beginn 15 Uhr. Tagesordnung: Vorbereitung der Jahrestagung 1935 in Tübingen.

Dr. Andreas, Tübingen

12. Jahrestagung 1935 in Tübingen

Jahrestagung der Gesellschaft für Geschichte und Bibliographie des Brauwesens in Tübingen. Beginn 9 Uhr im Hörsaal des Chemischen Instituts, Wilhelmstraße 33. Tagesordnung: Geschäftliche Mitteilungen. Vorträge: Dr. Andreas, Tübingen: Die Geschichte des Tübinger Bieres. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte des Hopfens. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte des Hopfenhandels. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte des Hopfenbaues. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenschädlinge. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenkrankheiten. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenverwendung. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenzüchtung. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenveredelung. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenverarbeitung. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenlagerung. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenverpackung. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenversicherung. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenbörse. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenmärkte. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenmessen. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenausstellungen. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenwerbung. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenpropaganda. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenpresse. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenliteratur. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenbibliographie. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenarchive. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenmuseen. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenbibliotheken. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenarchive. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenmuseen. Dr. Hans Volkert, Nürnberg: Die Geschichte der Hopfenbibliotheken.

Abgeschlossen werden die Arbeiten durch das Aufbringen der Kontaktierung. Hierzu wird eine Schattenmaske mit Hilfe von Justierstiften auf das Substrat ausgerichtet und mit Federn fixiert. Anschließend wird Gold aufgedampft. Abbildung 3.2 zeigt ein fertiges Substrat.

Abb. 3.2: Substrat mit Kontaktierung und Heizwiderstand. Die Kontaktierung ist in Gold ausgeführt, der Heizwiderstand in Platin. Die Kontaktierung ist so ausgelegt, daß sie sowohl für Vierpunkt- als auch für Zweipunktmessungen verwendet werden kann.

Die Kontaktierung ist so ausgelegt, daß sie sowohl für Vierpunkt- als auch für Zweipunktmessungen verwendet werden kann. Die Vierpunktmessung ist vorzuziehen, da sie den Einfluß der Kontaktwiderstände eliminiert. Die Zweipunktmessung wird nur dann verwendet, wenn die Vierpunktmessung nicht möglich ist, z. B. bei Messungen mit Elektrolyten.

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 1: Schreibmaschine „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 2: Tastatur der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 3: Farbband der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 4: Typenhebel der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 5: Transportband der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 6: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 7: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 8: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 9: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 10: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 11: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 12: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 13: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 14: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 15: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 16: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 17: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 18: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 19: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 20: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 21: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 22: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 23: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 24: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 25: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 26: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 27: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 28: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 29: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 30: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 31: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 32: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 33: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 34: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 35: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 36: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 37: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 38: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 39: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 40: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 41: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 42: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 43: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 44: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 45: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 46: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 47: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 48: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 49: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 50: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 51: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 52: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 53: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 54: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 55: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 56: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 57: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 58: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 59: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 60: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 61: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 62: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 63: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 64: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 65: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 66: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 67: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 68: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 69: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 70: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 71: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 72: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 73: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 74: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 75: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 76: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 77: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 78: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 79: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 80: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 81: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 82: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 83: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 84: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 85: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 86: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 87: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 88: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 89: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 90: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 91: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 92: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 93: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 94: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 95: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 96: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 97: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 98: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 99: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 100: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 101: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 102: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 103: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 104: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 105: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 106: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 107: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 108: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 109: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

Abb. 110: Farbbandumschaltung der „Modell 1“

Die Schreibmaschine ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt. Sie ist ein Gerät, das Buchstaben, Ziffern und Zeichen durch Anschlagen von Tasten auf Papier schreibt.

**Abb. 111

Primärkreis in Betrieb gesetzt. An die Klemmen *b* wird die Heizstromquelle (Akkumulatorenbatterie), an die Klemmen *c* die Anodenfeldbatterie (Trockenelementbatterie 400 Volt × 0,2 Amp.) angeschlossen, der Walzenschalter *i* auf „Messung" gestellt und durch langsames Bewegen des Widerstandsgriffes *k* der Glühfaden allmählich angeheizt, bis an dem Strommesser *m* eine maximale Heizstromstärke von ca. 3 Amp. erreicht ist. Es ist alsdann sofort Schwingungsenergie kontinuierlicher ungedämpfter Form vorhanden, deren Intensität am Strommesser *l* abgelesen werden kann. Die Wellenlänge wird durch den Stufenschalter *g*, bzw. durch die Einregulierung des Kondensators *d* bewirkt.

Unter allen Umständen ist peinlich darauf zu achten, daß keine Rückwirkung vom Sekundärkreis auf den Primärkreis hin stattfinden kann. Es sind zu diesem Zwecke die Spulen *e* und *o* möglichst entkoppelt angeordnet. Ferner ist es notwendig, daß der Abstand zwischen Primär- und Sekundärkreis nicht zu gering gewählt wird, zweckmäßig nicht unter 25 cm.

Will man im Sekundärkreis größere Energiebeträge benutzen, so wird die Energie vom Primärsystem auf das Sekundärsystem und die Kopplungsspulen *f* und durch die Verbindungslitzen *h* bewirkt.

Wenn es sich jedoch darum handelt, die auf den Sekundärkreis übertragene Energie gering zu halten, so muß die Kopplung zwischen den Kreisen besonders lose gemacht werden, wozu die Klemmen *h* des Meßkreises kurzgeschlossen werden, so daß die Energieübertragung vom Primärsystem auf das Sekundärsystem lediglich durch die von der Spule *e* auf die Spule *o* ausgestrahlten Streulinien erfolgt.

Nachdem in vorstehender Weise das Primärsystem kontinuierliche Schwingungen erzeugt, können nachstehende Messungen mit der Apparatur bewirkt werden:

b) Wellenlängenmessung.

Nach Inbetriebsetzung des Primärkreises arbeitet dieser als ungedämpfter Sender, wobei das zu messende System beispielsweise an die Klemmen *h* des Primärkreises zwecks Erregung angeschaltet werden kann. Nachdem das zu untersuchende System vom Primärkreis aus entweder in dieser Weise oder induktiv erregt wird, induziert dieses Gesamtsystem auf den Sekundärkreis, mit welchem bei kurzgeschlossenem Widerstand *q*, also eingelegtem Schalter *r* empfangen wird, wobei die Resonanzeinstellung durch entsprechende Stöpselung der Spule *o* bzw. Drehen des Handgriffes des Drehplattenkondensators *p* bzw. durch beide Manipulationen bewirkt wird, bis der maximale Ausschlag am Hitzdrahtamperemeter *s* erzielt ist.

Ist die Energie zu schwach, so kann man vom Sekundärsystem aus auch auf den aperiodischen Detektorkreis induzieren, mit dessen Detektor das Galvanometer verbunden ist.

Die auf eine dieser Weisen festgestellte Wellenlänge kann aus einer zu dem Sekundärkreis beigegebenen Eichkurve entnommen werden.

c) Dämpfungsmessung, Feststellung der Eigendämpfung des Meßkreises.

Die prinzipielle Meßschaltung gibt Abb. 88 wieder, und zwar ist hier einmal die Möglichkeit vorgesehen, daß die auf den Sekundärkreis vom Primärkreis übertragene Energie relativ sehr groß ist (z. B. Dämpfungsmessung von Isolationsmaterialien), wobei also direkt mit dem in den Sekundärkreis eingeschalteten Hitzdrahtinstrument *s* gemessen wird, andererseits ist auch der aperiodische Detektorkreis *i* vorgesehen, welcher als Indikationsinstrument das hochempfindliche Galvanoskop *z* benutzt. Die letztere Anordnung wird für alle

Digitized by Google

praktisch inbetracht kommenden Dämpfungsmessungen, mindestens soweit die zu messende Dämpfung nur gering ist, anzuwenden sein.

Da der Primärkreis ungedämpft schwingt, folgt die Eigendämpfung des Meßkreises nach der Verstimmungsmethode aus dem bekannten Ausdruck

$$\mathfrak{d}_2 = \pi \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_r}.$$

Hierin bedeutet λ_1 bzw. λ_2 die Wellenlänge bei halbem Ausschlag des Galvanoskops, λ_r die Wellenlänge für den Resonanzpunkt (siehe Abb. 364. S. 342).

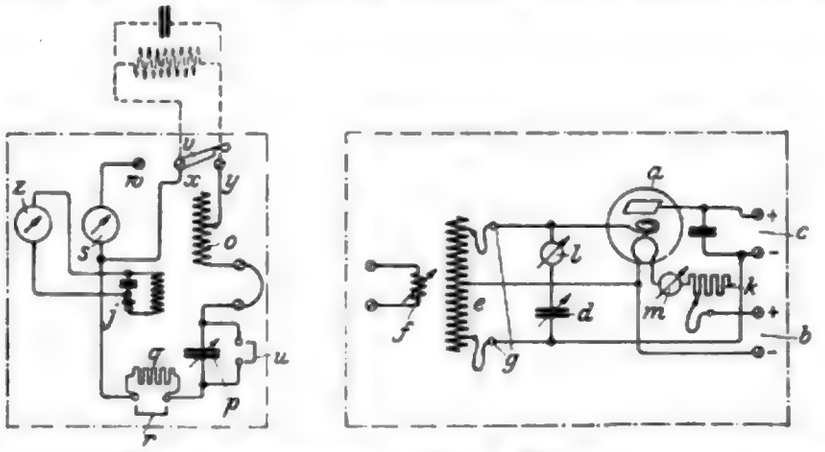


Abb. 88. Dämpfungsmessung mit dem Röhreninstrumentarium.

d) Messung der Dämpfung einer Antenne.

Bezeichnet man den Galvanoskopausschlag im Resonanzpunkt mit a_r nach Einschaltung des Widerstandes q mit a, so ergibt sich die Dämpfung der Antenne aus

$$\mathfrak{d}_{ant} = \frac{1}{150} \cdot \frac{C_{ant} \cdot w}{\lambda_{ant}} \cdot \frac{\sqrt{a}}{\sqrt{a_r} - \sqrt{a}}.$$

Die Antennenkapazität kann mit dem Meßkreise gemessen werden. Die Grundschwingung der Antenne wird festgestellt gemäß Punkt B, *a*, und der Widerstand w kann direkt entsprechend dem jeweilig eingestöpselten Betrage an q abgelesen werden.

Hat man den Widerstand der Antenne bei Grundschwingung bestimmt, so kann in gleicher einfacher Weise der Antennenwiderstand bei der entsprechenden Wellenverlängerung festgestellt werden.

e) Messung der Dämpfung einer Selbstinduktionsspule.

Will man die Dämpfung von Spulen messen, so wird der Kurzschließer v geöffnet und an dessen Stelle die zu messende Spule angeschaltet. Man macht alsdann eine Messung mit Spule und eine Messung ohne Spule. Bei der Dämpfungsmessung von Selbstinduktionsspulen kann übrigens, insbesondere soweit es sich um einen direkten Stromvergleich handelt, ohne weiteres auch anstelle des aperiodischen Detektorkreises die Messung mit dem direkt eingeschalteten Hitzdrahtinstrument d durchgeführt werden.

f) Messung der Dämpfung von Kondensatoren und Isolationsmaterialien.

Um die Dämpfung von Kondensatoren bzw. von Isolationsmaterialien festzustellen, ist der Kurzschließer bzw. die Klemmen u vorgesehen, an welche der zu untersuchende Kondensator angeschaltet bzw. das zu messende Isolationsmaterial z. B. zwischen kondensatorförmig gestaltete Platten gebracht wird.

g) Kapazitätsmeßschaltung.

Der Primärkreis arbeitet wieder als ungedämpfter Sender. Im Sekundärkreis wird der zu messende Kondensator an die Kontaktklemmen *x y* angeschlossen. Der Kondensator *p* ist an den Klemmen *u* kurzgeschlossen. Sodann wird auf Resonanz eingestellt. Durch Kurzschließen der Klemmen *x y* und Öffnen der Kontaktklemmen *u* tritt anstelle der zu messenden Kapazität der geeichte Drehkondensator *p*, der solange variiert wird, bis wieder die Resonanzstellung erreicht ist (Vergleichsmethode).

h) Selbstinduktionsmeßschaltung.

Auch hier läßt man den Primärkreis wieder als ungedämpften Sender arbeiten. Der Sekundärkreis wird einmal durch den Kurzschluß *v* geschlossen. Das andere Mal wird an dessen Stelle die zu messende Spule angeschaltet, und es wird aus der Wellenlängendifferenz direkt die Größe der gemessenen Spule festgestellt.

Abgesehen von den vorbeschriebenen Meßschaltungen kann das Universalröhreninstrumentarium noch zu folgenden drahtlosen Sende- bzw. Empfangsschaltungen benutzt werden:

C. Benutzung des Universalröhreninstrumentariums zum Senden, Empfangen und Verstärken.

a) Sendeschaltung (Morseverkehr).

Die Sendeschaltung gibt Abb. 89 wieder. Die Inbetriebsetzung des Primärkreises erfolgt wie unter B, *a*), wodurch jedoch der Walzenschalter *i* auf „Senden"

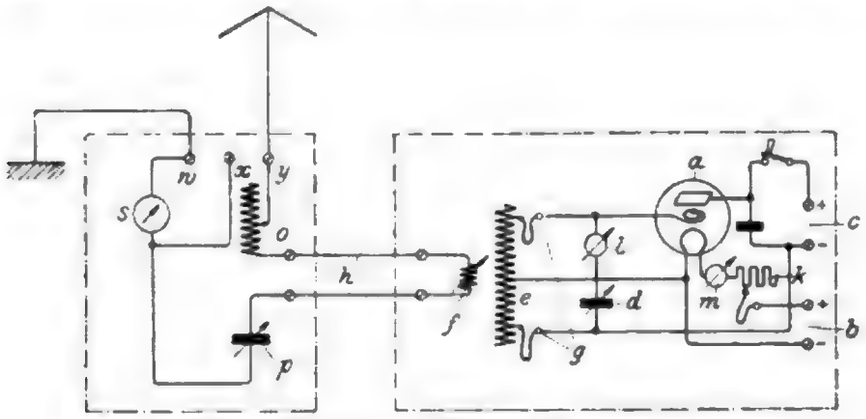


Abb. 89. Röhreninstrumentarium in Senderstellung.

gestellt ist und der Morsetaster die Anodenfeldenergie im Rhythmus der Morsezeichen zu tasten gestattet. Die Erde wird an die Kontaktklemmen *w*, die Antenne an die Kontaktklemme *y* angeschaltet.

b) Drahtloses Fernsprechen.

Hierzu ist nur erforderlich, ein der Apparatur nicht beigegebenes Mikrophon zwischen das Hitzdrahtinstrument *s* und die Erdverbindung bei *w* einzuschalten. Hierbei wird der Walzenschalter *i* auf Stellung „Messen" geschaltet, wobei also eine Betätigung des Morsetasters nicht in Frage kommt.

c) Empfangen in Audion- bzw. Ultraaudionschaltung.

Die Röhre wird wieder wie unter B, *a*) in Betrieb gesetzt. Die Schaltung gemäß Abb. 90 ist im übrigen maßgebend. Der Walzenschalter *i* wird auf

„Empfangen" gestellt. Vor die Gitterelektrode ist automatisch bei dieser Schalterstellung ein Kondensator mit Parallelwiderstand geschaltet, und desgleichen liegt parallel zum Anodenfeldkondensator und in Serie mit der Anodenfeldstromquelle in die Apparatur eingebaut ein Transformator, um mit jedem

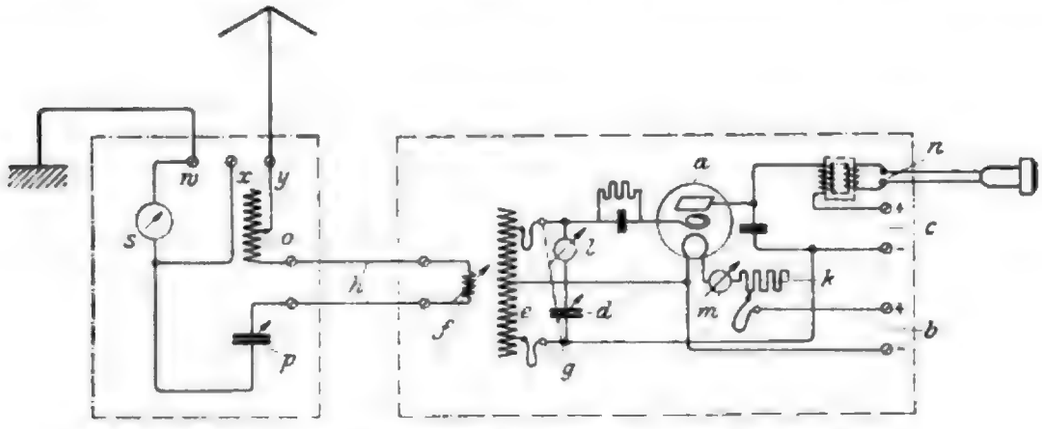


Abb. 90. Röhreninstrumentarium in Empfangsstellung.

beliebigen Telephon empfangen zu können. Die Fadenheizung ist dabei so einzustellen, daß das System nahe der Schwingungsgrenze gebracht ist. Die Röhre arbeitet dann einerseits als Gleichrichter, andererseits infolge ihrer Relaiswirkung als Verstärker (ca. 8fache Verstärkung) und ermöglicht Tonempfang gedämpfter Schwingungen.

d) Schwebungsempfang (Heterodynempfang).

Die Schaltung und Bedienung ist wie in Punkt 2 (Dämpfungsmessungen, Feststellung der Eigendämpfung des Meßkreises), nur muß die Fadenheizung so weit gesteigert werden, daß die Röhre zu schwingen beginnt. Durch Variation des Drehkondensators *d* wird die Frequenz der lokalerzeugten Schwingung solange geändert, bis die günstigste Interferenz mit den ankommenden ungedämpften Schwingungen erzielt ist.

15. Leiterkontroller (Prüftelephon).

Zur Kontrolle der Güte von Kontaktstellen, von Leitungen usw. ist es zweckmäßig, sich eines Einfachkopftelephons zu bedienen, mit welchem ein kleines Trockenelement verbunden wird. Der Kreis besteht alsdann aus der Telephonmuschel, dem Trockenelement und zwei Leitungsenden, welche man in die Hand nehmen kann, und mit denen man mit dem zu untersuchenden Kreis Kontakt macht. Entsteht ein Knacken im Telephon bei Berührung, so ist dies ein Zeichen, daß Kontakt gemacht wird, also daß der Kreis, wenigstens was den Ohmschen Widerstand anbelangt, in Ordnung ist, anderenfalls verbleibt das Telephon in Ruhe.

Die konstruktive Gestaltung dieser einfachen, aber empfindlichen Anordnung kann eine verschiedenartige sein, z. B. kann ein Doppelkopftelephonhalter verwendet werden, wobei das Trockenelement in der einen Hörmuschel untergebracht ist (Lorenz A.-G. 1907), oder aber, was mit Rücksicht auf die Auswechslung des Trockenelementes vorteilhafter ist (W. J. Murdock & Co.), man verwendet ein Einfachkopftelephon und versieht die Telephonmuschel mit einem kleinen Halter, mit dem direkt das Trockenelement verbunden wird.

Viertes Kapitel.

Die Schwingungsvorgänge in geschlossenen und offenen Systemen. Kopplung, Dämpfung und Strahlung.

Man unterscheidet geschlossene und offene Schwingungskreise (früher auch häufig als Oszillatoren für den Sender und als Resonatoren für das Empfangssystem bezeichnet). Die ersteren werden zur Erzeugung der Hochfrequenzschwingungen bzw. zum Ansammeln der Empfangsenergie angewandt, während die letzteren in Gestalt von Luftleitern zur Ausstrahlung bzw. zum Auffangen von Schwingungen dienen. Außerdem kommen Übergänge beider ineinander vor. Beide Schwingungssysteme, sowohl auf der Sende- als auch auf der Empfangsstation werden miteinander in irgend einer Weise verbunden. In besonderen Fällen kann das geschlossene Schwingungssystem auch fortfallen. Seine Funktionen werden alsdann im wesentlichen vom offenen System (der Antenne) ausgeübt.

Wir gehen nunmehr auf die Eigentümlichkeiten und Eigenschaften der Schwingungssysteme im einzelnen ein.

1. Die Sender.

A. Der ideale quasistationäre Schwingungskreis.

Die einfachste mögliche Form ist ein Kondensator, dessen Belegungen durch einen metallischen Leiter verbunden sind. Der Kondensator ist hierbei das wesentliche, da er zum Einsetzen der schnellen elektrischen Schwingungen unbedingt erforderlich ist.

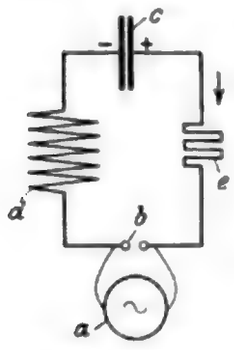


Abb. 91. Geschlossener quasistationärer Schwingungskreis.

In allen praktisch vorkommenden Fällen sieht indessen selbst der einfache geschlossene Kreis etwas komplizierter aus, da außer der Kapazität des Kondensators stets noch eine meist sehr erhebliche Selbstinduktion in der metallischen Verbindung der Kondensatorbelegungen vorhanden ist und außerdem der Kreis auch stets noch mehr oder weniger Widerstand besitzt.

Das Beispiel eines einfachen geschlossenen Kreises bei, dem als Hochfrequenzgenerator eine Funkenstrecke benutzt ist, zeigt Abb. 91, *b* ist eine z. B. aus Metallkugeln bestehende Funkenstrecke. *d* ist eine Selbstinduktion, z. B. eine Kupferdrahtspule. *e* ist ein Ohmscher Widerstand, wie ihn alle Leiter in offenen oder geschlossenen Kreisen bei Hochfrequenz besitzen. Der hierbei auftretende Vorgang ist folgender: Mittels einer Hochspannungsquelle *a* (Funkeninduktor, Influenzelektrisiermaschine) werden die Belege des Konden-

sators c (Leydener Flasche) aufgeladen, z. B. auf der linken Platte negative, auf der rechten positive Elektrizitätsmenge. Zwischen den Platten ist somit ein elektrisches Feld vorhanden, dessen Intensität wächst, bis schließlich ein Ausgleich der Elektrizitätsmenge in Form eines Funkens in der Entladestrecke b stattfindet, zwischen deren Metallelektroden vom Moment der Aufladung an sich ebenfalls ein elektrisches Feld ausbildet, dessen Intensität mit steigender Aufladung des Kondensators beständig wächst und infolgedessen den Funkenraum zunehmend ionisiert, bis eben der Funkenübergang stattfindet.

An sich liegen die Verhältnisse so, daß der Funkenübergang nicht direkt und sofort einsetzt, daß vielmehr mehrere Vorstufen unterschieden werden können, da zunächst Ionen entstehen, die beschleunigt werden und hierdurch neue Ionen bilden, insbesondere wenn die Funkenstreckenelektroden spitz oder scharfkantig gestaltet sind. Man kann bezüglich der sehr komplizierten Abhängigkeit zwischen Elektrodenentfernung und Spannung bis zum direkten Funkenübergang (Funkenpotential) folgende Stadien unterscheiden (W. Weicker, 1911):

1. Einsetzen der Glimmentladung. Hierunter ist diejenige Spannung zu verstehen, bei welcher der erste teilweise Übergang zwischen den Funkenstreckenelektroden stattfindet, und der sich durch das Auftreten von Glimmlicht an den Elektrodenspitzen, bzw. Kanten kennzeichnet.

2. Übergang der Glimmentladung in die Büschelentladung. Diese tritt ein, sobald die Spannung etwas zunimmt, bzw. der Elektrodenabstand verringert wird.

3. Ausbildung der Büschelentladung. Bei weiterer Steigerung der Spannung verschwindet allmählich die Glimmentladung vollkommen und geht ganz in die Büschelentladung über, die sich in Form des Büschellichtbogens kenntlich macht.

4. Funkenentladung (Einsatzspannung, Funkenpotential). Diese setzt ein, sobald die Zündspannung eine entsprechende Größe erreicht hat.

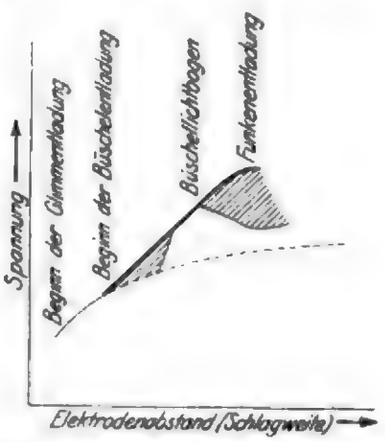


Abb. 92. Bild der Entladungsvorgänge.

Ein Anschauungsbild der verschiedenen aufeinanderfolgenden Entladungsvorgänge gibt Abb. 92 wieder. Die Grenzgebiete mit besonderen Messungsgenauigkeiten sind schraffiert.

Es ist ferner wesentlich für die Abhängigkeit zwischen Einsatzspannung (Funkenpotential) und Elektrodenabstand, wie die Elektroden der Funkenstrecke gestaltet sind. Zwischen Spitze und Spitze ist die Zündspannung erheblich geringer als zwischen Kugel und Kugel, und diese ist wieder geringer als zwischen zwei schalenförmig gestalteten Funkenstreckenelektroden mit großem Krümmungsradius. Auch das Material, aus welchem die Funkenstreckenelektroden bestehen, spielt eine, wenn auch nicht sehr wesentliche Rolle.

Die Abhängigkeit zwischen Einsatzspannung und Elektrodenabstand (Schlagweite) bei verschiedenen Elektrodenformen (r bedeutet den Radius der Funkenstreckenkugeln) ist in Abb. 93 dargestellt.

Die Spannung kann man mit dem statischen Voltmeter messen. Nach Einschaltung der Maschine und bevor ein Funkenübergang in der Funkenstrecke stattfindet zeigt das Instrument den quadratischen Mittelwert der Spannung an. Um den Maximalwert zu erhalten, muß man bei sinusartiger Veränderung den erhaltenen Wert mit $\sqrt{2}$ multiplizieren, um den tatsächlichen Maximalwert der Spannung festzustellen.

Zahlenbeispiel: Bei einer plattenförmigen, offenen Entladestrecke mit 0,2 mm Plattenabstand wurde mit dem statischen Voltmeter (Multizellularvoltmeter) vor Über-

Digitized by Google

gang des Funkens die Spannung im Mittel mit ca. 1100 Volt abgelesen. Dieses ist der quadratische Mittelwert der Spannung. Multipliziert man denselben mit $\sqrt{2}$, also mit 1,41, so erhält man 1550 Volt (siehe Abb. 94).

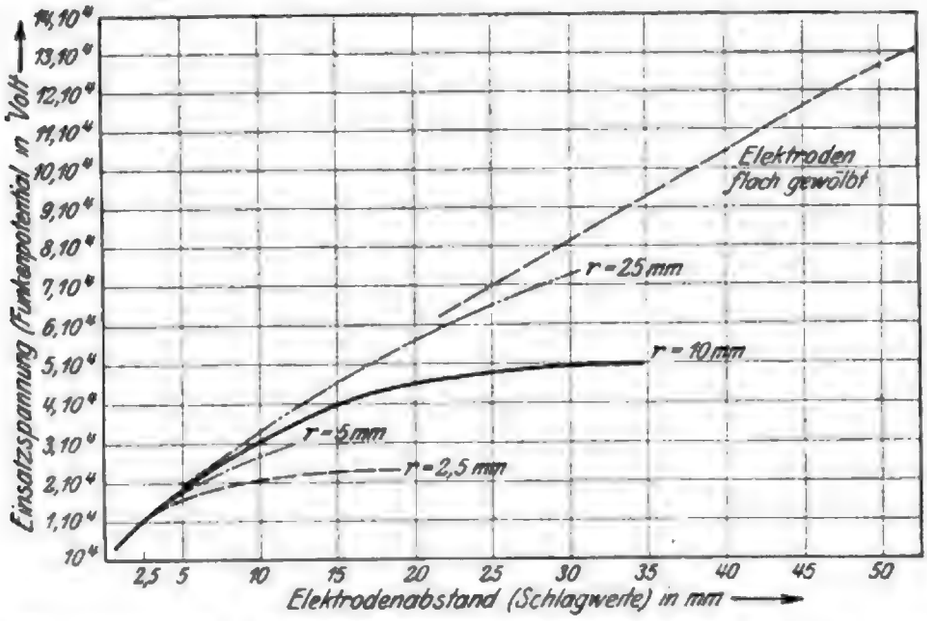


Abb. 93. Einsatzspannung und Elektrodenabstand bei verschiedenen Elektrodenformen.

Sobald der Funkenübergang stattfindet, sinkt die Spannung erheblich. Im vorliegenden Fall konnten je nach der Einstellung der Drosselspule, also entsprechend der Funkenzahl, Spannungen zwischen 700 und 740 Volt abgelesen werden.

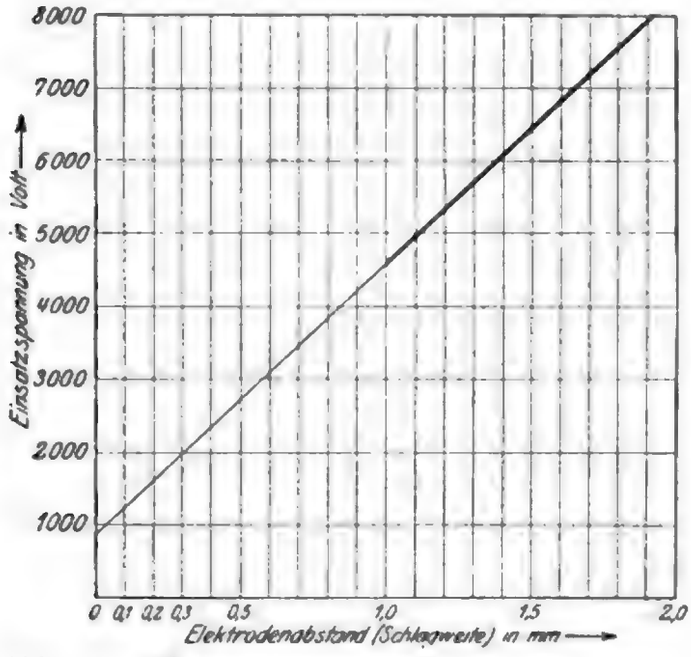


Abb. 94. Einsatzspannungen bei sehr kleinem Elektrodenabstand.

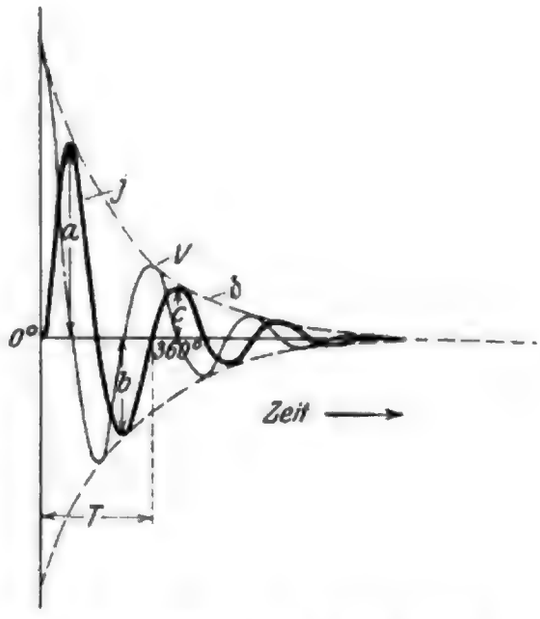


Abb. 95. Bild des gedämpften Schwingungsvorganges im quasistationären Schwingungskreis.

Von besonderem Interesse sind die Einsatzspannungen bei sehr kleinen Elektrodenabständen. In Abb. 94 sind dieselben dadurch gewonnen, daß die Verbindungslinie für Elektrodenabstände über 1 mm bei bekannten Funkenspannungen (in der Abbildung stark ausgezogen) rückwärts für kleinere Elek-

Digitized by Google

trodenabstände verlängert ist (in der Abbildung dünn ausgezogen). Wie Nachprüfungen für einzelne Punkte gezeigt haben, stimmen die so erhaltenen Werte mit den tatsächlich erzielten Spannungswerten gut überein. Aus dieser Abbildung würde auch gemäß obigem folgen, daß stets eine gewisse Querspannung etc. vorhanden ist.

Die Folge dieses Spannungsausgleiches in Gestalt der Funkenentladung ist ein oszillierender Strom, dessen Richtung im ersten Zeitmoment bei der gewählten Darstellung nach oben verläuft, der aber seine Richtung sofort und dauernd ändert, und wobei sich die Energie allmählich verbraucht, so daß sich ein Bild der Strömung, etwa Abb. 95 entsprechend, ergibt. (Siehe auch Abb. 135, S. 154.) Man nennt einen derartigen oszillierenden Wechselstrom, dessen Frequenz sehr hoch ist (im Mittel ca. $3 \cdot 10^6$ Perioden bis $3 \cdot 10^4$ Perioden in der Sekunde), einen „gedämpften hochfrequenten Wechselstrom". Gedämpft, da seine Amplituden *a b c* etc. beständig abnehmen. Da in jedem herausgegriffenen Zeitmoment die Stromstärke an allen Stellen des Schwingungskreises die gleiche ist, bezeichnet man ein derartiges System als "quasistationär". Der Gegensatz hierzu ist ein offenes System, von dem später die Rede ist, und in welchem man von einem „nichtquasistationären Strom" redet. Denselben Verlauf hat selbstverständlich auch das elektrische Feld zwischen den Kondensatorbelegen *c* und das magnetische Feld in der Spule *d*.

Die Störung in dem geschlossenen Kreise bei *c d* besitzt infolge des Vorhandenseins von oszillierender, elektrischer und magnetischer Feldintensität den Charakter einer „elektromagnetischen Störung oder Schwingung", und zwar nennt man diese Schwingungen „Eigenschwingungen", da sie im Schwingungskreise selbst hervorgerufen werden.

Infolge des periodischen Hin- und Herschwingens der Energie wird dieser Vorgang als „periodische Entladung" bezeichnet, im Gegensatz zur „aperiodischen Entladung", von der unten die Rede ist.

Sobald die Strömung in der Funkenstrecke und damit der Schwingungsverlauf *t* (Dauer des ganzen Entladungskomplexes) aufgehört hat, entionisiert sich allmählich die Funkenstrecke *b*, und die Aufladung des Kondensators findet von neuem statt, bis von neuem ein Entladungsvorgang und damit das Einsetzen der elektromagnetischen Schwingungen stattfindet.

Der Schwingungsvorgang, entsprechend der schematischen Abb. 95, geht zu rasch vor sich, daß man ihn mit dem bloßen Auge ohne weiteres wahrnehmen könnte; er erscheint vielmehr als Lichtband in der Funkenstrecke. Um dieses aufzulösen, benutzt man einen rasch rotierenden Spiegel (W. Feddersen) (siehe I, Abb. 614, S. 578) oder besser noch einen Glimmlichtoszillographen (siehe z. B. I, Abb. 44—52, S. 76ff.).

Für den geschlossenen Kondensatorkreis und die auftretenden elektromagnetischen Schwingungen gelten (W. Thomson, 1855 und G. Kirchhoff, 1857) unter Bezugnahme auf Abb. 95 folgende physikalischen und mathematischen Beziehungen:

Unter der Voraussetzung, daß die Hochfrequenzquelle *b* (Abb. 91) einen kontinuierlichen sinusförmigen Strom *J* konstanter Spannung V an das Schwingungssystem abgibt, was z. B. dann annähernd der Fall ist, wenn man eine Hochfrequenzmaschine anwendet, kann man den Strom unter Berücksichtigung aller Widerstände berechnen. Man hat zu beachten, daß durch das Vorhandensein des Kondensators *c* eine Voreilung des Stroms gegenüber der Spannung bewirkt wird, wobei ist

$$J_{Kap.} = \frac{V}{\sqrt{w^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}}.$$

Digitized by Google

hierin ist w der im System vorhandene Ohmsche Widerstand (e)

$$\omega \text{ die Kreisfrequenz } = 2\pi\nu = \frac{2\pi}{T}.$$

Hierin ist

T = Anzahl der Perioden pro Sek. = Schwingungszahl = Frequenz.

ν = Periodendauer.

Dadurch daß noch die lokalisierte Selbstinduktion d = L im System vorhanden ist, wird ein Nachhinken des Stroms gegenüber der Spannung bewirkt, entsprechend:

$$J_{\text{Ind.}} = \frac{V}{\sqrt{w^2 + (\omega L)^2}}.$$

Das Voreilen und das Nachhinken setzen sich zu einer Gesamterscheinung zusammen, und man erhält:

$$J_{\text{Ges.}} = \frac{V}{\sqrt{w^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \frac{V}{\sqrt{w^2 + \left(2\pi\nu L - \frac{1}{2\pi\nu C}\right)^2}}.$$

Will man die resultierende Größe aus Voreilung und Nachhinken wissen, mit anderen Worten also die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung feststellen, so bildet man tg φ des Phasenverschiebungswinkels:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{2\pi\nu \cdot L - \frac{1}{2\pi\nu C}}{w}.$$

Hieraus ist ersichtlich, daß das Maximum erzielt wird, wenn der Zähler gleich 0 ist, das heißt, wenn der selbstinduktive Widerstand $2\pi\nu L$ gleich dem kapazitiven Widerstand $\frac{1}{2\pi\nu C}$ ist, also wenn ist

$$2\pi\nu L = \frac{1}{2\pi\nu C}$$

oder anders geschrieben

$$1 = C \cdot L (2\pi\nu)^2$$

also

$$\nu = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL}}.$$

Dieses galt bisher immer unter Berücksichtigung, daß ν die Frequenz der Hochfrequenzquelle b, bzw. der Maschine a, wenn diese direkt die Hochfrequenz liefert, ist.

In dem Fall nun, daß die Eigenfrequenz des Kreises b d c e übereinstimmt mit der aufgedrückten Frequenz ν, ist „Resonanz" vorhanden, welche für nahezu sämtliche Erscheinungen und Dimensionierungen in der drahtlosen Telegraphie die Grundlage bildet.

In diesem Fall vereinfacht sich obiger Ausdruck zu

$$J_{\text{ges.}} = \frac{V}{w}.$$

Es besteht also nur noch eine Abhängigkeit vom Ohmschen Widerstand w.

a) Frequenz (Kreisfrequenz), Periodendauer, Wellenlänge.

Die Frequenz in der Sekunde = Anzahl voller Perioden pro Sekunde =

$$\nu = \frac{1}{2\pi}\,\frac{1}{\sqrt{CL}},$$

wobei C und L in Farad und Henry einzusetzen sind.

Dieser Ausdruck gilt angenähert und unter der Bedingung, daß der Widerstand im Schwingungskreise nicht sehr groß ist, d. h., daß die Dämpfung kleiner als 2π ist. Die Periodenzahl in 2π Sekunden = Kreisfrequenz (J. Zenneck) =

$$\omega = 2\pi\nu = \frac{2\pi}{T} = \frac{1}{\sqrt{C\,L}},$$

worin T die Dauer der Periode ist;

also ist $$\nu = \frac{1}{T}$$

demnach $$T = \frac{1}{\nu} = \frac{1}{\frac{1}{2\pi}\cdot\frac{1}{\sqrt{C\,L}}} = 2\pi\sqrt{C\,L}.$$

Zahlenbeispiel: Es sei $C = 8\cdot10^{-8}$ Farad,
$L = 10\cdot10^{-6}$ Henry,

dann ist $T = 6{,}28\sqrt{8.10^{-8}\cdot10\cdot10^{-6}} = 6.28\sqrt{8\cdot10^{-13}}$
$T = 1.985\cdot10^{-6}$.

Die Dauer einer Periode ist also nahezu zwei Millionstel Sekunde.

Wenn man den Widerstand (w′) nicht vernachlässigt, erhält man die genauere Formel:

$$T = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{C\,L} - \frac{w'^2}{4\,L^2}}};$$

oder für ν umgeschrieben:

$$\nu = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\pi}\cdot\sqrt{\frac{1}{C\,L} - \frac{w'^2}{4\,L^2}}.$$

Da nun der Widerstand w′ nicht lokalisiert vorhanden ist, setzt man, um ihn definieren zu können, $w' = \frac{L}{C\cdot w}$, hierin bedeutet w den Ohmschen Widerstand; diesen eingesetzt erhält man

$$\nu = \frac{1}{2\pi}\cdot\sqrt{\frac{1}{C\,L} - \frac{1}{4\,C^2 w^2}}.$$

Da ferner die Geschwindigkeit der Ausbreitung der elektromagnetischen Störung [1]) (Lichtgeschwindigkeit) = $3\cdot10^{10}$ cm/sec. = $v = \nu\lambda$ ist, worin λ die Wellenlänge bedeutet, d. h. der Abstand, den zwei gleichartige Punkte der elektromagnetischen Störung besitzen, so ist

$$\lambda = v\cdot T = \frac{v}{\nu};\ \text{also}\ \lambda = v\cdot 2\pi\sqrt{C\,L}.$$

Infolge dieser Abhängigkeit zwischen λ und ν, kann man für einige wichtige Periodenzahlen und Wellenlängen folgende Abhängigkeitstabelle aufstellen:

λ^{m}	10	100	1000	10000	100000
$\nu^{Per/sec}$	$3\cdot10^{7}$	$3\cdot10^{6}$	$3\cdot10^{5}$	$3\cdot10^{4}$	$3\cdot10^{3}$

Zahlenbeispiel: Es sei die Periodenzahl ν zu berechnen, wenn die Wellenlänge $\lambda = 6000$ m beträgt.

Für $\lambda = 1000$ m ist $\nu = 3\cdot10^{5}$. Für die längere Welle $\lambda = 6000$ m ist die Periodenzahl entsprechend kleiner, also

für $\lambda = 6000$ m ist $\nu = \frac{3\cdot10^{5}}{6} = \frac{300\,000}{6} = 50\,000$ Perioden pro Sekunde

[1]) Abraham hat die effektive Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektrischen Wellen mit $1{,}96\cdot10^{10}$ cm/sec festgestellt.

und wenn man in obiger Formel C und L in cm ausdrückt, erhält man

$$\lambda^{cm} = 2\pi\sqrt{CL^{cm}}.$$

Es ist dieses die Gleichung einer elliptischen Kegelfläche, wenn man in einem dreidimensionalen Koordinatensystem λ, C und L als Ordinaten verwendet.

Zahlenbeispiel: Es sei wieder $C = 8 \cdot 10^{-9}$ Farad,
$L = 10 \cdot 10^{6}$ Henry
und es ist $2\pi \cdot \nu = 18{,}8 \cdot 10^{-8}$,
dann ist $\lambda^{m} = 18{,}8 \cdot 10^{-8}\sqrt{80 \cdot 10^{14}}$,
$\lambda = 1680$ m,
oder was im vorliegenden Falle einfacher und gebräuchlicher ist im statischen System ausgedrückt:

$C = 8 \cdot 10^{-9}$ Farad $= 72000$ cm,
$L = 10 \cdot 10^{-6}$ Henry $= 10000$ cm,
dann ist $\lambda^{cm} = 6{,}28\sqrt{72000 \cdot 10000} = 6{,}28\sqrt{7{,}2 \cdot 10^{8}}$,
$\lambda^{cm} = 16{,}84 \cdot 10^{4}$ cm,
$\lambda = 1684$ m.

b) Dämpfung.

Infolge der Wärmeentwicklung im Schwingungskreise, in der Entladestrecke bei der Energieumsetzung, durch die elektrischen und sonstigen Verluste im Kondensator und durch Wirbelströme in der Spule und im Metalleiter wird Energie verbraucht, was sich in einer Abnahme der Amplituden *a b c* etc. ausdrückt. Man bezeichnet diese Abnahme der Amplituden oder Amplitudendifferenz als „Dämpfung" (siehe I, S. 334 ff.) und nennt, was an dieser Stelle nur kurz erwähnt sei, den nat. Logarithmus des Verhältnisses der Amplitude am Ende dieser Periode das „logarithmische Dekrement" $= \mathfrak{d}$. Es ist also $\mathfrak{d} = \ln\frac{a}{c}$ (Abb. 95) oder in den Größen des Schwingungskreises ausgedrückt:

$$\mathfrak{d} = \pi \cdot w\sqrt{\frac{C}{L}} \sim \frac{2}{300} \cdot \frac{w^{Ohm} \cdot C^{cm}}{\lambda^{m}},$$

worin w den Ohmschen Widerstand des Kreises, C seine Kapazität, L seine Selbstinduktion und λ seine Wellenlänge bedeuten.

c) Oszillatorische und aperiodische Entladung.

Es sind nun zwei voneinander verschiedene Fälle zu unterscheiden. Bisher war vorausgesetzt, daß die Dämpfung im Schwingungskreise relativ klein sein sollte, also daß $\mathfrak{d} < 2\pi$ war. Das heißt im obigen Ausdrucke, daß $\frac{4L}{C} > w^2$ ist. Man erhält dann einen „periodischen und oszillatorischen Schwingungsvorgang" von der Form der Abb. 95.

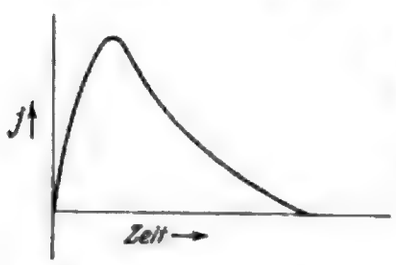


Abb. 96. Aperiodische Entladung.

Sofern jedoch der Widerstand w im Schwingungskreise groß ist, wird

$$\frac{4L}{C} < w^2$$

und man erhält alsdann eine „aperiodische Entladung" etwa entsprechend Abb. 96. Derartige aperiodische Entladungen werden in den „Schwingungskreisen" vermieden. Hingegen werden sie z. B. im „aperiodischen Detektorkreis" (Kapitel III, 3, S. 72) angewandt.

Bei $\frac{4L}{C} = w^2$ ist die Entladung gerade noch aperiodisch, bzw. oszillatorisch.

d) Energie des elektrischen und magnetischen Feldes. Gesamtfeldenergie.

Der Vollständigkeit halber mögen hier noch folgende Ausdrücke Platz finden:
Die Energie des elektrischen Feldes des Kondensators in jedem Zeitmoment ist

$$\mathfrak{E}_e = \frac{CV^2}{2},$$

wo V die Spannung an den Kondensatorbelegen bezeichnet. Die magnetische Energie des Stromkreises ist

$$\mathfrak{E}_m = \frac{LJ^2}{2},$$

wo L den Selbstinduktionskoeffizienten und J die Stromstärke bezeichnet. Es ist alsdann die Gesamtenergie des Schwingungskreises $= \mathfrak{E} = \mathfrak{E}_e + \mathfrak{E}_m$.

Die sekundliche Energie bei der Ladung und Entladung eines geschlossenen Schwingungskreises (z. B. Stoßkreises), welcher n Funken (z. B. pro Maschinenwechsel 1 Funken) ergibt, berechnet sich demgemäß mit

$$\mathfrak{E}_{sec} = \frac{n \cdot C \cdot V^2}{2}.$$

Sind daher Partialfunken vorhanden, z. B. pro Maschinenwechsel 3 Partialfunken, so ist n dreimal so groß als bei einem Funken pro Wechsel, was zu berücksichtigen ist.

Hat man ferner nicht eine Funkenstrecke, sondern z. B. m Serienfunkenstrecken, so erhält man

$$\mathfrak{E}_{sec} = \frac{n \cdot C \cdot (mV)^2}{2}.$$

e) Größenordnung der Maximalstromamplitude bei verschiedenen Funkenzahlen.

Um ein wirkliches Bild der auftretenden Maximalstromamplitude J_{max} bei verschiedenen Entladungs-(Funken-)Zahlen zu gewinnen, mögen die nachstehenden Ausführungen dienen.

Hat man es mit gedämpften Schwingungen zu tun, so mißt man mit dem Hitzdrahtinstrument wie immer den quadratischen Mittelwert des Stromes, d. h. also die sogenannte „effektive Stromstärke" J (siehe Abb. 97 und Abb. 98).

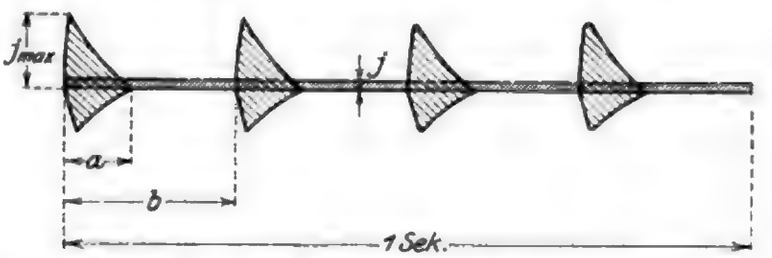


Abb. 97. Maximale und effektive Stromstärke bei gedämpften Schwingungskomplexen.

Wie nun eine einfache Betrachtung zeigt, hängen der Flächeninhalt und somit die effektive Stromstärke, welche ihrerseits die nicht meßbare maximale Stromstärke J_{max} zu berechnen gestattet, von folgenden Faktoren ab:

Will man den Stromeffekt in einer bestimmten Zeiteinheit, beispielsweise in einer Sekunde zugrundelegen, so ergeben sich bei 4 Entladungen die \\\ schraffierten Strombegrenzungen für die einzelnen 4 Entladungsgruppen. Den Flächeninhalt dieser Entladungsgruppen verwandelt man in das /// schraffierte Rechteck, dessen Höhe die effektive Stromstärke J direkt ergibt.

Wie nun eine einfache Betrachtung zeigt, hängt der Flächeninhalt und somit die effektive Stromstärke, welche ihrerseits die nicht meßbare maximale Stromstärke J_{max} zu berechnen gestattet, von folgenden Faktoren ab:

1. Von dem Verhältnis zwischen *a* und *b*, d. h. der Zeit des Schwingungsüberganges zur Gesamtzeit. Bei vollkommen kontinuierlichen Schwingungen wird dieses Verhältnis gleich 1. Sind jedoch die kontinuierlichen Schwingungen durch Pausen unterbrochen, so ist eine Unterscheidung zwischen den Zeiten *a* und *b* erforderlich.

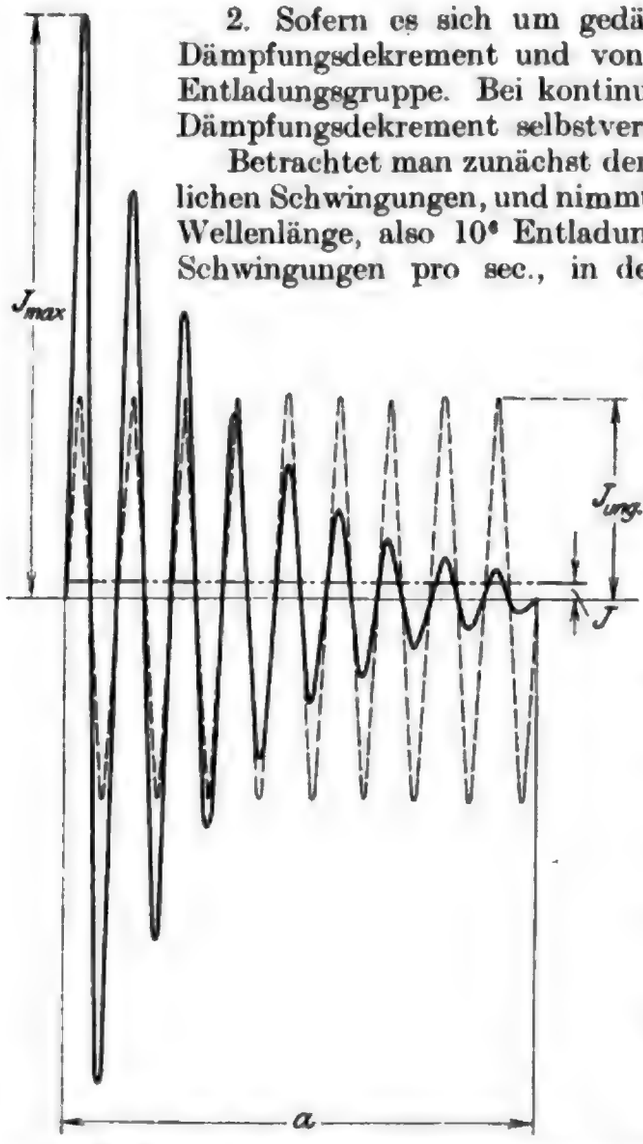


Abb. 98. Reduktion gedämpfter auf ungedämpfte Schwingungen.

2. Sofern es sich um gedämpfte Schwingungen handelt vom Dämpfungsdekrement und von der Anzahl der Schwingungen pro Entladungsgruppe. Bei kontinuierlichen Schwingungen kommt das Dämpfungsdekrement selbstverständlich in Fortfall.

Betrachtet man zunächst den Fall der gedämpften, diskontinuierlichen Schwingungen, und nimmt man willkürlich an, daß bei $\lambda = 300$ m Wellenlänge, also 10^6 Entladungsgruppen entsprechend 30 Funken Schwingungen pro sec., in der Sekunde 30 pro sec. vorhanden seien, und daß pro Entladungsgruppe 9 Schwingungen auftreten, so kann man denjenigen ungedämpften Strom zeichnen, welcher in derselben Zeit *a* denselben Gleichstromeffekt im Hitzdrahtinstrument erzeugen würde. Dieser entsprechende ungedämpfte Strom ist in Abb. 98 punktiert eingetragen und mit $J_{ung.}$ bezeichnet. Es ergibt sich alsdann bei einem Dämpfungsdekrement von 0,375 ein Verhältnis von:

$$\frac{J_{max}}{J_{ung.}} = 2{,}9.$$

Somit folgt für die Berechnung von

$$J_{max} = \frac{1}{z} \cdot 2{,}9 \cdot \frac{b}{a} \cdot 1{,}41\,J.$$

Hierin ist z = die Anzahl der Entladungsgruppen pro sec.

Unter Zugrundelegung einer mit dem Hitzdrahtinstrument gemessenen Stromstärke von 3 Ampere ergibt sich für 30 Entladungen pro sec. (seltene Funkenentladungen)

$$J_{max} = \frac{1}{30} \cdot \frac{2{,}9 \cdot 10^6 \cdot 1{,}41 \cdot 3}{9} = 4{,}5 \cdot 10^4 \text{ Ampere} = 45000 \text{ Ampere!}$$

für 500 Entladungen pro sec. (tönende Funken, tiefer Ton)

$$J_{max} = \frac{1}{500} \cdot 1{,}36 \cdot 10^6 = 2{,}73 \cdot 10^3 \text{ Ampere} = 2730 \text{ Ampere},$$

für 1000 Entladungen pro sec. (tönende Funken, hoher Ton)

$$J_{max} = \frac{1}{1000} \cdot 1{,}36 \cdot 10^6 = 1{,}36 \cdot 10^3 \text{ Ampere} = 1360 \text{ Ampere}.$$

Digitized by Google

Wenn die Maximalpotentialamplitude V_{max} gegeben ist, die Frequenz und die Schwingungskapazität bekannt sind, so läßt sich übrigens die maximale Amplitude J_{max} direkt berechnen aus

$$J_{max} = V_{max} \cdot \omega \cdot C = V_{max} \cdot 2\pi\nu \cdot C$$

oder

$$J_{max} = V_{max} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}.$$

f) Größenordnung der Kondensatorenergie und ausgestrahlten Leistung bei seltenen Funkenentladungen.

Ein Bild der ausgestrahlten Leistungen, welches insbesondere für seltene Funkenentladungen wegen der hierbei auftretenden außerordentlich großen, allerdings nur sehr kurzzeitigen Leistungen interessant ist, gewinnt man auf folgende Weise:

Wählt man die Kondensatorkapazität $C = 0{,}0253 \cdot 10^{-6}$ Farad.
Die primäre Potentialamplitude $V = 30\,000 \cdot 10^{8}$ Volt,
so erhält man die Kondensatorenergie

$$\mathfrak{E}_e = \frac{C V^2}{2} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{-17} \cdot (30000 \cdot 10^8)^2}{2} = 11{,}5 \text{ Wattsek.}$$

Wegen der außerordentlichen Kürze der Zeit, in welcher die Energie verbraucht und ausgestrahlt wird, ist die Leistung sehr groß. Nimmt man an (M. Wien), daß die ausgestrahlte Energie während der Zeit, in welcher die Anfangsamplitude auf $\frac{1}{e}$ ihres Wertes sinkt $= \frac{1}{3}$ der Gesamtenergie ist — wobei also die im Funken verbrauchte, sehr erhebliche Energie nicht berücksichtigt ist — so erhält man bei einem Dekrement $\mathfrak{d} = 2{,}67$ eine mittlere Leistung von:

$$\frac{\mathfrak{E}_e}{3 \cdot \mathfrak{d} \cdot 10^{-6}} \text{ Watt} = \frac{11{,}5}{3 \cdot 2{,}67 \cdot 10^{-6}} = 1437 \text{ KW} = 1955 \text{ PS.}$$

Nur hierdurch war die große Reichweite der drahtlosen Telegraphie mit Kohärerempfang und seltenen Funkenentladungen erklärlich.

B. Kondensatoren im Hochfrequenzkreise (Parallelschaltung von Wechselstromwiderständen).

Es mögen hier noch einige Ausführungen über verschiedene Schaltungsmöglichkeiten von Kondensatoren, deren scheinbare Widerstände etc. Platz greifen.

Schaltet man zwei Kondensatoren entsprechend Abb. 99 parallel, so ist die resultierende Kapazität C:

$$C = C_1 + C_2.$$

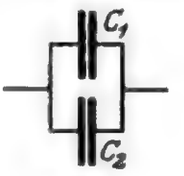


Abb. 99. 2 Kondensatoren in Parallelschaltung.

Sind n Kondensatoren parallel geschaltet, so ergibt sich allgemein die resultierende Kapazität:

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + \cdots\cdots + C_n;$$

Auf diese Weise ist es also möglich, die Kapazität nahezu beliebig zu steigern. Selbstverständlich ist alsdann die Spannungsbeanspruchung an den Kondensatoren bzw. in deren Dielektrikum eine entsprechend hohe.

Eine andere Nutzanwendung der Parallelschaltung von Kondensatoren ist folgende:

Digitized by Google

Die Wirkung einer kleinen Kapazität kann in einfachster Weise dadurch aufgehoben werden, daß man einen Kondensator größerer Kapazität zu ihr parallel schaltet. Man tut dies in der Praxis z. B. in allen den Fällen, wo durch die kleine Kapazität eine Verstimmung des Kreises bewirkt werden könnte.

Sobald es darauf ankommt, die Kapazität zu verkleinern und die Isolationsbeanspruchung der einzelnen Kondensatoren herabzudrücken, schaltet man eine mehr oder weniger große Anzahl von Kondensatoren in Serie, so daß sich die gewünschte Kapazität ergibt (siehe Abb. 100). In diesem Falle ergibt sich die Kapazität aus:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2};$$

Sind n-Kondensatoren vorhanden, so folgt die resultierende Kapazität aus:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots + \frac{1}{C_n};$$

Sind z. B. zwei Kondensatoren gleich großer Kapazität C_1 vorhanden, so ist die resultierende Kapazität gleich:

$$C = \frac{1}{2} C_1.$$

Schließlich ist noch die Vereinigung von Serien- und Parallelschaltung von Kondensatoren zu erwähnen, da diese bei praktischen Installationen häufig

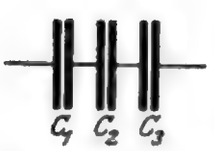


Abb. 100. 3 Kondensatoren in Serie.

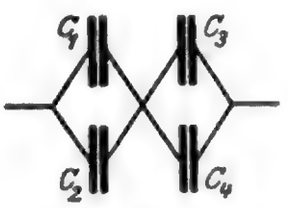


Abb. 101. Serien-Parallelschaltung.

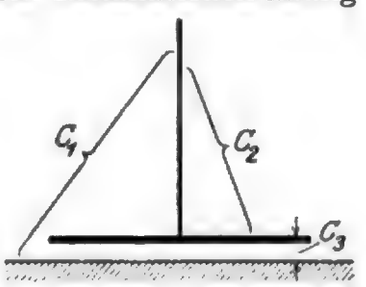


Abb. 102. Kapazität einer Antenne mit Gegengewicht.

vorkommt. Ein einfaches Beispiel hierfür zeigt Abb. 101. Es ist in diesem Falle die resultierende Kapazität:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1 + C_2} + \frac{1}{C_3 + C_4}.$$

Der Vorteil dieser Schaltung ist der, daß die Beanspruchung jedes Kondensators nur die Hälfte derjenigen ist, welche vorhanden war bei nur zwei in Serie geschalteten Kondensatoren.

Noch ein besonderer Fall der Serienschaltung zweier Kondensatoren ist erwähnenswert, nämlich eine Antenne mit Gegengewicht. Hierbei besitzt

die Antenne eine Kapazität gegen Erde = C_1,
die Antenne eine Kapazität gegen Gegengewicht = C_2,
das Gegengewicht eine Kapazität gegen Erde = C_3.

Die resultierende Kapazität (siehe Abb. 102) ist hierbei nicht etwa

$$C = \frac{C_1 \cdot C_3}{C_1 + C_3},$$

da ja noch die Kapazität C_2 zu berücksichtigen ist, sondern sie ist vielmehr

$$C = C_2 + \frac{C_1 \cdot C_3}{C_1 + C_3}.$$

Digitized by Google

Über die Messung von Kondensatoren siehe Kapitel V, S. 568ff. Hat der Kondensator eine einfache Form, so kann die Kapazität auch berechnet werden. Für die Kapazität eines einfachen Plattenkondensators, bestehend aus zwei Platten, welche einen Abstand von d^{cm} voneinander haben, bei denen die eine Oberfläche der einander gegenüber stehenden Platten und ε die Dielektrizitätskonstante des Dielektrikums ist, ergibt sich die Kapazität aus der Formel:

$$C = \frac{\varepsilon \cdot \text{Obfl.}^{cm^2}}{4\pi d^{cm}}.$$

Für Luft und die meisten Gase ist $\varepsilon = 1$. Für andere Stoffe ist der entsprechende Wert der Dielektrizitätskonstante einzusetzen.

Für den Fall, daß das Dielektrikum aus mehreren voneinander verschiedenen Stoffen, wie z. B. aus Glasplatten und Paraffinöl besteht, erweitert sich der obige Ausdruck für C gemäß

$$C = \frac{\varepsilon_{glas} \cdot \varepsilon_{öl}}{\varepsilon_{glas} \cdot d^{cm} + \varepsilon_{öl} \cdot d^{cm}} \cdot \frac{\text{Obfl.}^{cm^2}}{4\pi}.$$

Wenn andererseits der Kondensator nicht nur zwei Platten besitzt, sondern z. T. einen Drehplattenkondensator darstellt, der m-Platten insgesamt besitzt, so wird

$$C = \frac{\varepsilon \cdot (m - 1) \cdot \text{Obfl.}^{cm^2}}{4\pi d^{cm^2}}.$$

Zahlenbeispiel: Es sei die Kapazität eines Drehplattenkondensators zu berechnen, der 49 feste und 50 drehbare Platten bei einem Plattenabstand von 5 mm besitzt. Die Größe der halbkreisförmigen Platte soll 354 cm^2 betragen (Plattenradius = 15 cm). Die Dielektrizitätskonstante des Paraffinöls sei 2,2, dann ist

$$C = \frac{2{,}2 \cdot 98 \cdot 354}{4 \cdot \pi \cdot 0{,}5} = \sim 12\,160 \text{ cm}.$$

Zur Umrechnung der Kapazitätsgrößen bei Angaben in verschiedenen Maßsystemen möge die folgende Tabelle dienen:

	Statisches System cm	Mikrofarad	Farad	Elektromagnetische C. G. S.-Einh.
cm	1	$1{,}11 \cdot 10^{-6}$	$1{,}11 \cdot 10^{-12}$	$1{,}11 \cdot 10^{-21}$
Mikrofarad . .	$9 \cdot 10^{5}$	1	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-15}$
Farad	$9 \cdot 10^{11}$	$1 \cdot 10^{6}$	1	$1 \cdot 10^{-9}$
Elektromagnet. C. G. S. . . .	$9 \cdot 10^{20}$	$1 \cdot 10^{15}$	$1 \cdot 10^{9}$	1

Zahlenbeispiel: Es sei gegeben die Kapazität C = 1300000 cm, und es sei festzustellen wieviel Mf dieses ist.

1 cm ist $= 1{,}11 \cdot 10^{-6}$ Mf also

$$\frac{1{,}11 \cdot 1300000}{10^{6}} = 1{,}44 \text{ Mf}.$$

Der Kondensator stellt an sich nichts anderes als einen Wechselstromwiderstand dar, welcher um so größer ist, je größer die Wellenlänge und je kleiner seine Kapazität ist. Der Wechselstromwiderstand folgt aus der Formel:

$$w_c^{Ohm} = \frac{1}{2\pi\nu \cdot C^{Farad}} = \frac{9 \cdot 10^{11\,Ohm}}{2\pi\nu \cdot C^{cm}} = 4{,}77 \cdot \frac{\lambda^{cm}}{C^{cm}}.$$

Ein ähnlicher Ausdruck für den Wechselstromwiderstand einer Selbstinduktion ist weiter unten S. 134 wiedergegeben.

Digitized by Google

Sowohl für den Wechselstromwiderstand einer Kapazität, als auch für den einer Selbstinduktion in Abhängigkeit von Kapazität, bzw. Selbstinduktion und Wellenlänge sind die zueinandergehörenden Werte in Abb. 103 auf Logarithmenpapier zusammengestellt.

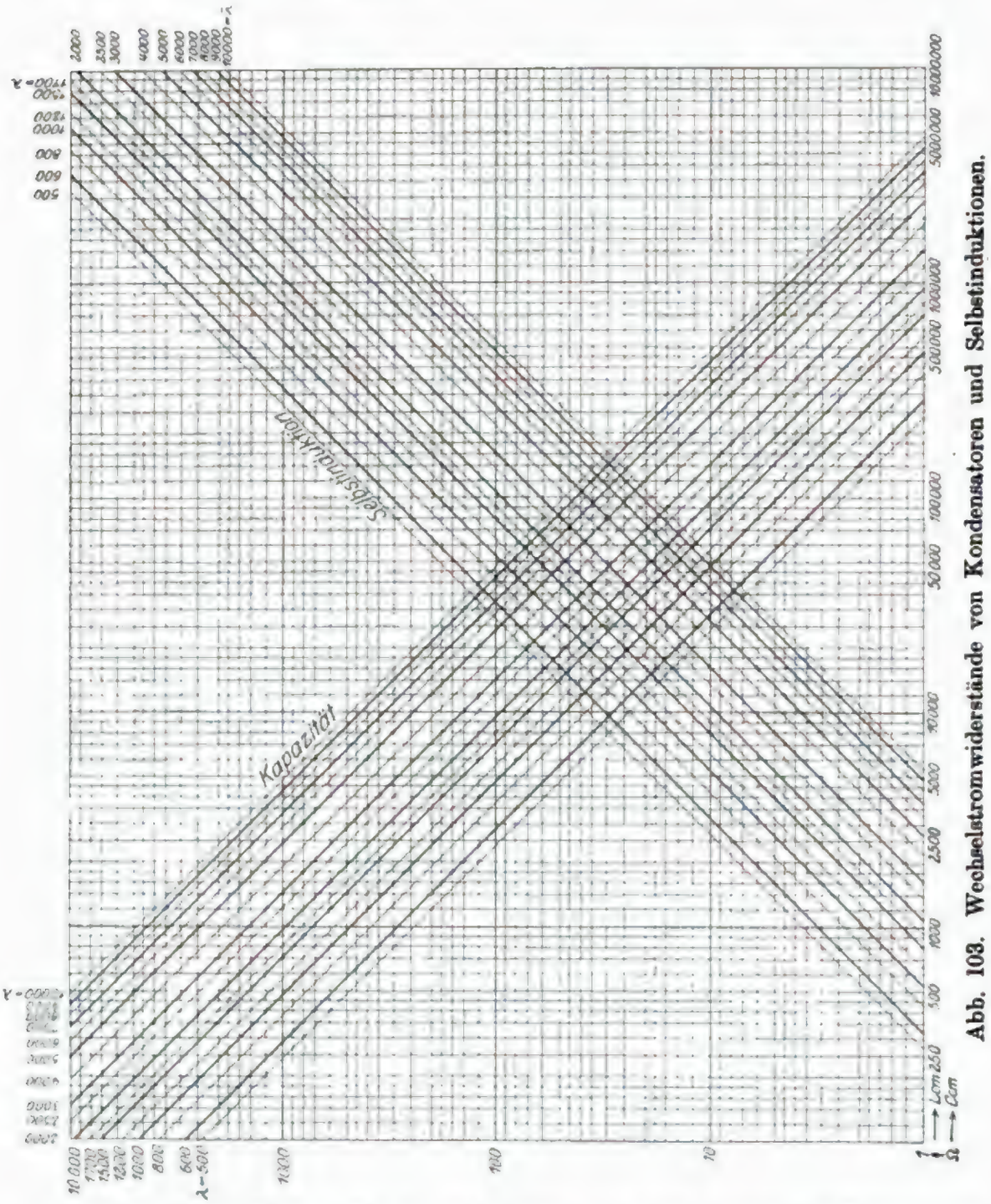


Abb. 103. Wechselstromwiderstände von Kondensatoren und Selbstinduktionen.

Aus der obigen Formel für w_c geht hervor, daß man durch Parallelschaltung von Kondensatoren und die hierdurch bewirkte Kapazitätsvergrößerung den Wechselstromwiderstand verringern kann.

Besonderes Interesse verdient noch der Fall, in welchem parallel zu einer Kapazität ein Ohmscher Widerstand geschaltet ist. Hat man die Anordnung entsprechend Abb. 104 (W. Hahnemann, E. Nesper, 1907), so wird durch die Parallelschaltung von w zu C sowohl die Dämpfung des Schwingungskreises a c als auch die Kapazität selbst verändert.

Für den sich bei dieser Anordnung ergebenden scheinbaren Widerstand findet man den Ausdruck in folgender Weise:

Wenn man mit $\mathfrak{E}$ die gesamte im System C w vorhandene Energie bezeichnet, und mit $\mathfrak{E}_1$ die im Widerstand vernichtete Energie, so ergibt sich nach Eintragung der obigen Bezeichnungen

$$\frac{\mathfrak{E}_1}{\mathfrak{E}} = \frac{w_2}{\sqrt{w_c^2 + w^2}}.$$

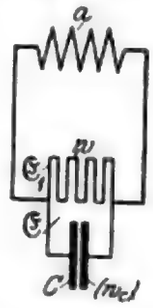


Abb. 104. Kapazität und Ohmscher Widerstand in Parallelschaltung.

Bezeichnet man mit w_r den resultierenden Widerstand des Systems C w, mit w_c' den scheinbaren Ohmschen Widerstand dieses Systems, so hat man

$$\frac{\mathfrak{E}_1}{\mathfrak{E}} = \frac{w_c'}{w_r};$$

Nun ist

$$w_r = \frac{w_c \cdot w}{\sqrt{w_c^2 + w^2}}.$$

Daher ergibt sich

$$w_c' = w_c \frac{w^2}{w^2 + w_c^2}.$$

Dieser Ausdruck besagt, daß durch die Parallelschaltung des Widerstandes die Kapazität des Kondensators scheinbar vergrößert wird.

Das gleiche gilt mit Bezug auf einen Widerstand, zu welchem man eine Kapazität parallel schaltet. Es folgt alsdann in analoger Weise für den Parallelwiderstand:

$$w' = w \frac{w_c^2}{w^2 + w_c^2}.$$

Dieser Ausdruck besagt nichts anderes, als daß durch die Parallelschaltung einer Kapazität zu einem Widerstand die durch ersteren bewirkte Dämpfung verringert werden kann. Dieses Gesetz hat z. B. bei der Konstanthaltung der Dämpfung bei Wellenmesserresonanzindikatoren seine praktische Anwendung gefunden (siehe I. Abb. 688 und 689, S. 645).

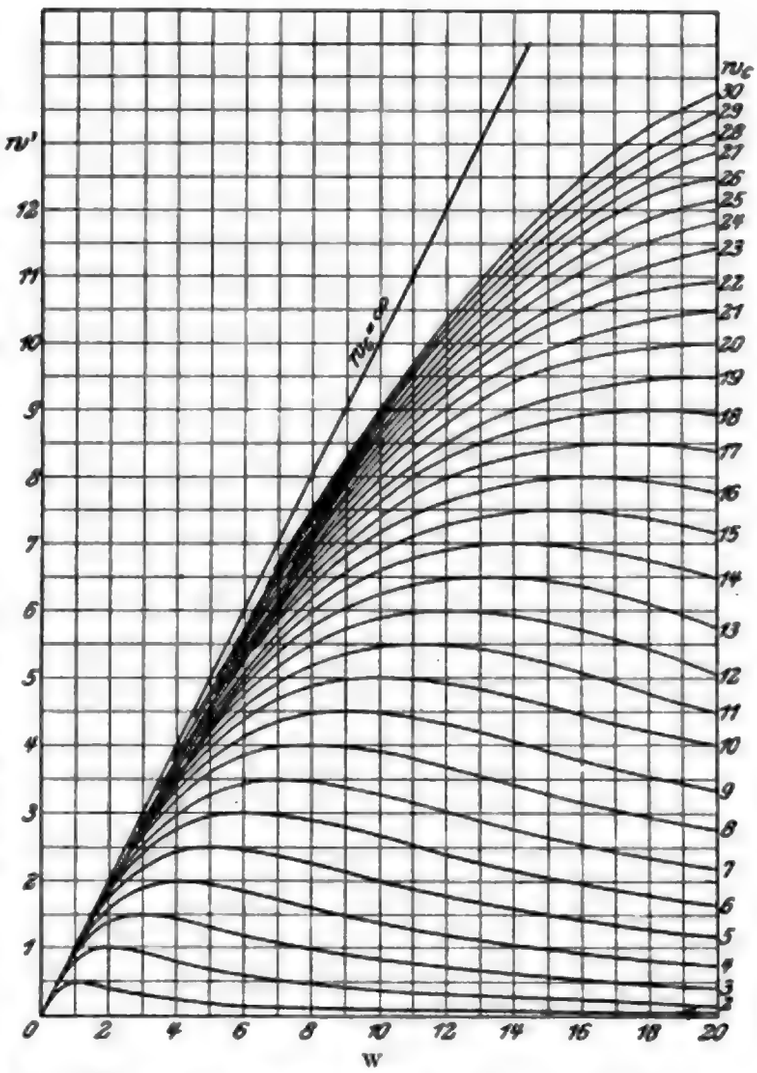


Abb. 105. Abhängigkeiten von w, w' und w_c.

In Abb. 105 sind für die in der Praxis am häufigsten vorkommenden Größen von w und w_c die Abhängigkeitswerte von w' aufgetragen. Sämtliche Werte gelten in Ohm.

Für den Fall, daß es sich nicht um eine Widerstandsanordnung gemäß Abb. 105, sondern vielmehr um einen Widerstand enthaltendes Schwingungssystem handelt, war bereits oben (S. 121) der Ausdruck für den sich ergebenden tatsächlichen Widerstand sowie die Frequenz abgeleitet worden.

C. Selbstinduktion im Hochfrequenzkreise (Parallelschaltung von Wechselstromwiderständen).

In ganz analoger Weise lassen sich die Ausdrücke für die Selbstinduktion ableiten.

Die Selbstinduktion kann man sich in zwei Teile zerlegt denken, von denen der eine das Feld im Leiter, der andere das Feld außerhalb des Leiters darstellt. Infolgedessen wird die Größe der Selbstinduktion durch die Periodenzahl beeinflußt, und zwar wird sie c. p. um so kleiner, je mehr die Wellenlänge abnimmt.

Die Gesamtinduktion von n parallel geschalteten Einzelselbstinduktionen beträgt:

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \cdots\cdots + \frac{1}{L_n}.$$

Für Serienschaltung von n Einzelselbstinduktionen ergibt sich für die Gesamtselbstinduktion der Ausdruck:

$$L = L_1 + L_2 + L_3 + \cdots\cdots + L_n;$$

Die Messungen von Selbstinduktionen und gegenseitige Induktionen werden in Kapitel V, S. 572, besprochen werden.

Auch bei der Selbstinduktion ist eine Berechnung möglich, sobald die Leiterbahn eine nicht zu komplizierte ist.

Die Selbstinduktion eines geraden Drahtes, wie er beispielsweise als Luftleiter der Stationen inbetracht kommt, wird mit großer Annäherung nach folgender Formel berechnet:

$$L = 2l \cdot \ln \frac{2l}{r}.$$

Hierin ist l die Länge des betreffenden Leiters, 2 r der Leiterdurchmesser.

Abb. 106. Phasenförmiger Leiter.

Es geht aus dieser Formel hervor, daß, wenn man die Selbstinduktion klein halten will, man den Durchmesser vergrößern muß, was im allgemeinen nur dadurch zu erzielen sein wird, daß man nicht einen einzelnen massiven Draht verwendet, sondern vielmehr den Leiter reusenförmig gemäß Abb. 106 ausbildet; alsdann ist 2 r der Durchmesser der Reuse. Die Selbstinduktion kann demgemäß erheblich herabgesetzt werden.

Zahlenbeispiel: Gegeben sei $l = 10$ m
$2r = 30$ cm.

Alsdann ist die resultierende Selbstinduktion $L = 56400$ cm.

Wenn man im Gegensatz hierzu bei gleicher Leiterlänge nur einen einzelnen Draht von $2r = 3$ mm verwendet, so wird die resultierende Selbstinduktion $L = 76500$ cm.

Es ergibt sich z. B. ferner (G. Kirchhoff) für einen einfachen Drahtkreis:

$$L = 4\pi r \left(\ln \frac{8r}{\varrho} - 1{,}75 \right).$$

Für eine Zylinderspule (B. Strasser, vereinfacht durch A. Esau) mit einer Windungslage und nur wenigen Windungen:

$$L = 4\pi r n \left[\ln \frac{r}{\varrho} + 0.333 + S \right],$$

Digitized by Google

worin S eine Konstante ist, die nur von $\frac{l}{2r}$ und n abhängt (siehe die Tabellen von A. Esau, Jahrbuch d. drahtl. Telegr. 5. 1912. S. 212, 378).

Als Annäherungsformel für eine Zylinderspule, deren Länge gegenüber dem Durchmesser groß ist, gilt:

$$L = 4\pi^2 r^2 z_1^2 l.$$

Diese Formel ist insofern wichtig, als sie das im allgemeinen gültige Gesetz zum Ausdruck bringt, daß der Selbstinduktionskoeffizient der Spule proportional ist dem Quadrat der Windungszahl.

In diesen Formeln bedeutet:

ϱ Drahtradius,
r Radius einer Windung,
l Die Gesamtspulenlänge,
z Die Gesamtzahl der Windungen,
z_1 Anzahl der Windungen pro cm,

Um bei Anwendung von Massivdraht und auch bei dem häufig benutzten unterteilten Litzendraht einlagige Zylinderspulen mit möglichst geringer Dämpfung herzustellen, bzw. um bei fest gegebener Selbstinduktion die Spulendimensionen oder bei gegebenen Spulendimensionen die Selbstinduktion festzustellen, kann man (M. Vos 1912, C. Cordsmeyer 1917) folgendermaßen vorgehen:

Bekannt sei die Frequenz, für welche die günstigste Spule hergestellt werden soll, und gegeben sei die von der Spule zu erfüllende Selbstinduktion. Man hat alsdann (L. Lorenz 1879) für die Spulenselbstinduktion:

$$L = a\, n^2 \cdot Q.$$

Hierin ist:

$$a = \frac{d}{2} = \text{halber Spulendurchmesser in cm}$$

$$n = \text{Windungszahl}$$

$$Q = f\left(\frac{2a}{h}\right) = \text{Funktion } \frac{\text{Spulendurchmesser (d)}}{\text{Spulenhöhe (h)}}.$$

Hierbei sind weder die an sich sehr geringe Abhängigkeit des Selbstinduktionskoeffizienten von der Frequenz noch die Zwischenräume zwischen den Spulenwindungen berücksichtigt, was im allgemeinen ohne weiteres zulässig sein wird.

Für die verschiedenen Werte von h/d, also in allen Fällen, wenn die Selbstinduktion einer gegebenen Spule gesucht wird, gilt die Q = Kurve gemäß Abb. 107. Man wird sie also, wie bereits bemerkt, insbesondere dann benutzen, wenn n (also auch n^2), h und d, also auch h/d gegeben sind und L gesucht wird.

Wenn man somit den Wert von Q aus der Kurve ermittelt hat, kann man aus dem obigen Ausdruck L direkt berechnen oder aber aus den nachstehenden Abbildungen direkt entnehmen.

Wenn andererseits der Selbstinduktionswert gegeben ist und hieraus die Spulendimensionen festgestellt werden sollen, so kann man die Kurven von Abb. 108 (für Spulendurchmesser von 5 cm) bzw. 109 benutzen.

Beträgt der Spulendurchmesser 5 cm und ist die Spulenhöhe bis zum zehnfachen Spulendurchmesser, so kann man die obige Formel für L schreiben:

$$L' = \frac{5}{2} \cdot n^2 \cdot Q.$$

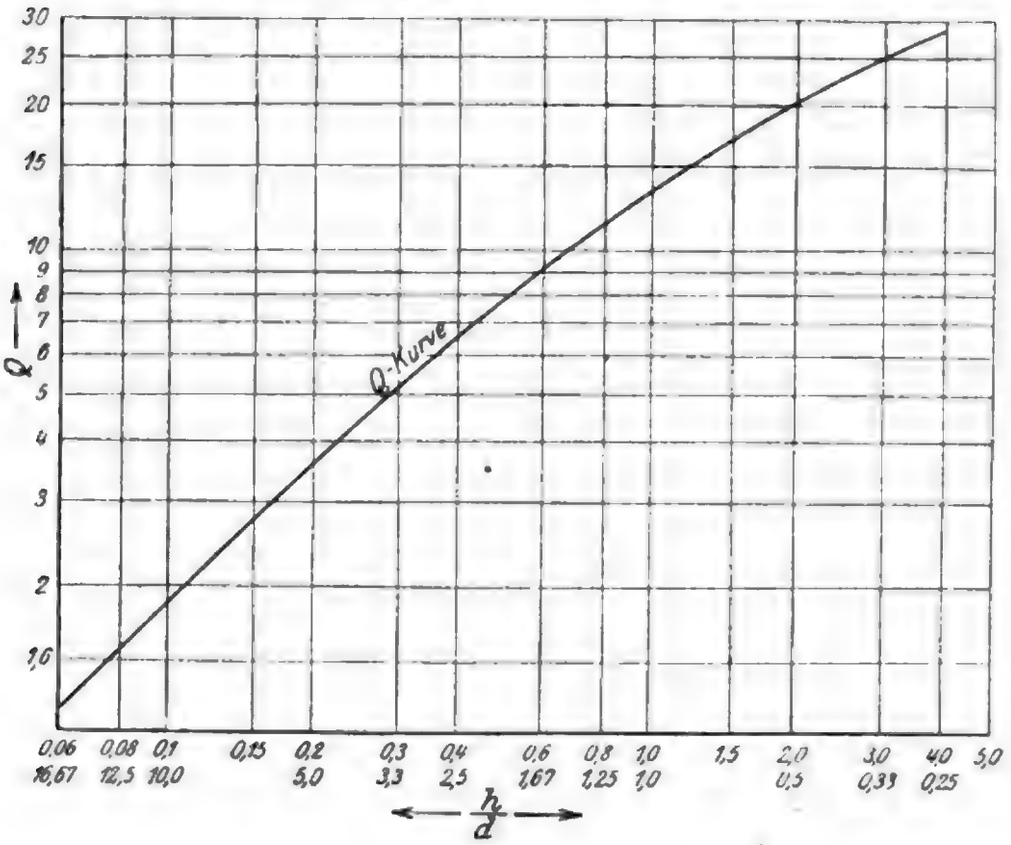


Abb. 107. Abhängigkeit von Q und $\frac{h}{d}$.

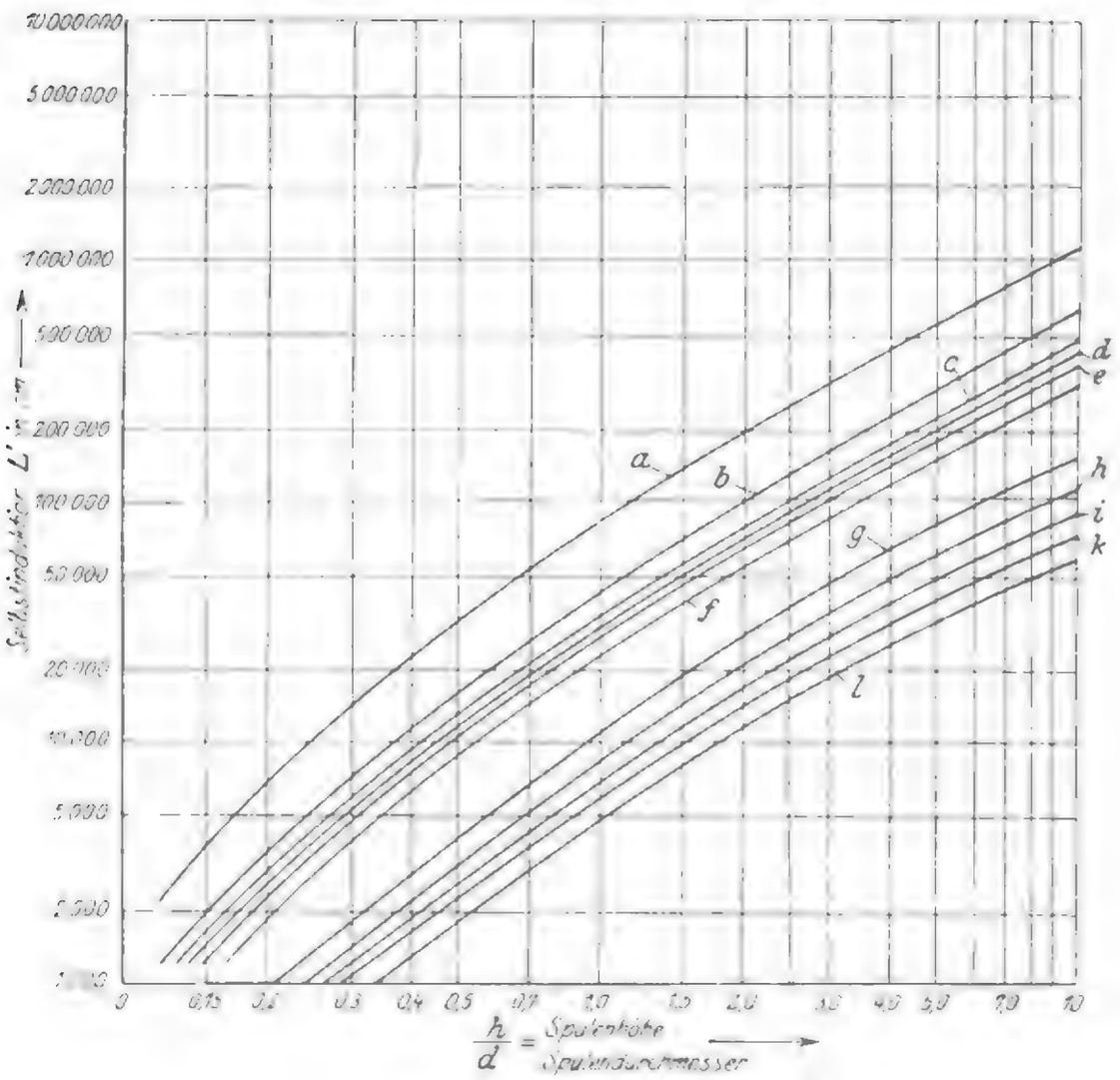


Abb. 108. Abhängigkeit von L' und $\frac{h}{d}$.

Digitized by Google

Für verschiedene Litzendrahtsorten und Isolierungen sind unter diesen Berücksichtigungen in Abb. 108 die Kurven a—l errechnet und aufgetragen, und zwar gelten die in nachstehender Tabelle ausgeführten Dimensionen:

Kurve	Lackdrahtlitze	Isolierung: Seide	Isolierung: Baumwolle umsponnen	Anzahl der Windungen auf 10 cm
a	56 × 0,07 mm ∅	1 ×	1 ×	98 Windungen
b	130 × 0,07 mm ∅	1 ×	1 ×	72 „
c	133 × 0,07 mm ∅	1 ×	2 ×	64 „
b	154 × 0,07 mm ∅	1 ×	1 ×	72 „
c	154 × 0,07 mm ∅	1 ×	2 ×	64 „
d	175 × 0,07 mm ∅	1 ×	2 ×	60 „
e	210 × 0,07 mm ∅	1 ×	2 ×	57 „
f	240 × 0,07 mm ∅	1 ×	2 ×	52 „
g	1,5 ∅ × 21 × 19 × 0,07 mm ∅		2 ×	36 „
h	2 ∅ × 28 × 19 × 0,07 mm ∅		2 ×	31 „
i	2,5 ∅, 35 × 19 × 0,07 mm ∅		2 ×	28 „
k	3 ∅, 41 × 19 × 0,07 mm ∅		2 ×	26 „
k	4 ∅, 56 × 19 × 0,07 mm ∅		2 ×	26 „
l	5 ∅, 68 × 19 × 0,07 mm ∅		2 ×	23 „
l	5 ∅, 147 × 19 × 0,07 mm ∅		2 ×	23 „

Um also für eine gegebene Selbstinduktion die betreffende Spulenform festzustellen, wählt man zunächst die anzuwendende Drahtsorte. Alsdann geht man an der linken Ordinate von dem betreffenden Selbstinduktionswert aus und verfolgt die diesem Wert entsprechende Abszisse bis zum Schnittpunkt mit der der Drahtsorte entsprechenden Kurve (a—l) und liest für den Schnittpunkt den Abszissenwert h/d ab.

Wenn andererseits der Spulendurchmesser x nicht gleich 5 cm sondern beliebig ist, so ist eine Umrechnung vorzunehmen, wozu die f = Kurve entsprechend Abb. 109 dient. Wählt man $x = 5\,z$, worin z den Umrechnungsfaktor darstellt, ist also $\frac{x}{5} = z$, so geht die obige Formel für L′ über in

$$L' = \frac{z \cdot d}{2} \cdot (z\,n)^2 \cdot Q = \frac{d}{2} \cdot n^2 \cdot Q \cdot z^3.$$

Wenn man also 5 cm als Einheitsmaß betrachtet, kann

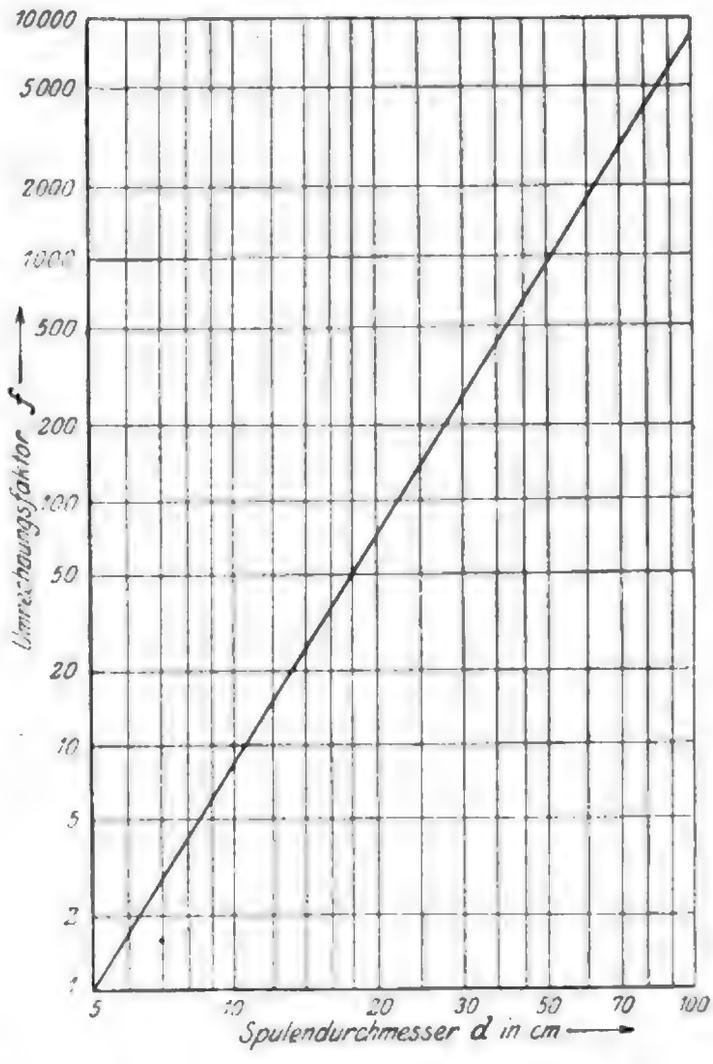


Abb. 109. Abhängigkeit von f und d.

Digitized by Google

man den Umrechnungsfaktor z in Form einer dritten Potenzkurve darstellen, wie dies Abb. 109 wiedergibt.

Man geht also so vor, daß man einen entsprechenden Durchmesser wählt, das zugehörige f aufsucht und den gegebenen Wert von L durch das soeben ermittelte f dividiert, wodurch man den Selbstinduktionswert für einen Durchmesser von 5 cm unter denselben Verhältnissen erhält, also

$$\frac{L}{f} = L';$$

nun sucht man für dieses so ermittelte L' das dazugehörende h/d in der beschriebenen Weise auf.

Da die Tabelle zu Abb. 108 auch die spezifische Windungszahl für h = 10 cm enthält, so kann man auch die Windungszahl der gewünschten Spule ermitteln, denn es ist bei 10 cm Spulenhöhe:

$$x \cdot \frac{\frac{h}{d}\,\text{cm}}{10\ \text{cm}} \cdot n.$$

Zahlenbeispiel: Es soll eine Spule von 30 cm Durchmesser mit einem Selbstinduktionskoeffizienten L = 5 000 000 cm hergestellt werden.

Man erhält dann aus Abb. 109 für den Durchmesser d = 30 cm, für f den Wert = 216

also $$\frac{L}{f} = \frac{5\,000\,000}{216} = L' = 23\,000.$$

Für diesen Wert von L' erhält man aus Abb. 108 für die verschiedenen Litzensorten die Werte von h/d = 0,42, 0,62 usw. Also bei einem Spulendurchmesser d von 30 cm erhält man Spulenhöhen h von 12,6 cm usw. und Windungszahlen n = 1235, 1340 usw.

Auch die Selbstinduktionsspule stellt nichts anderes als einen Wechselstromwiderstand dar, welcher um so größer ist, je größer die Selbstinduktion und je kleiner die Wellenlänge, also je größer die Periodenzahl ist. Der Wechselstromwiderstand der Spule ergibt sich aus:

$$w_L^{\text{Ohm}} = 2\pi\nu \cdot L \cdot 10^{-9\,\text{Ohm}} = 1{,}885\,\frac{L^{\text{cm}}}{\lambda^{\text{cm}}}$$

Die zueinander gehörigen Werte von Wechselstromwiderstand und Selbstinduktion in Abhängigkeit von der Wellenlänge sind in Abb. 103 auf Logarithmenpapier dargestellt, und können aus dieser Abbildung direkt entnommen, bzw. interpoliert werden.

Zur Umrechnung der Selbstinduktionswerte diene folgende Tabelle:

	Statisches System · cm	Henry
cm	1	$1 \cdot 10^{-9}$
Henry	$1 \cdot 10^{9}$	1

Auch hier ist wieder der Fall interessant, daß parallel zur Selbstinduktion ein Ohmscher Widerstand geschaltet ist. Die Selbstinduktion wird durch diese Parallelschaltung verkleinert. Man erhält für den sich alsdann ergebenden scheinbaren Widerstand der Spule den Ausdruck:

$$w_L' = w_L \frac{w^2}{w_L^2 + w^2}.$$

Um also in einem System einen möglichst geringen Selbstinduktionswiderstand zu erhalten, hat man die nachstehende Formel zu berücksichtigen:

$$w' = w \frac{w_L^2}{w_L^2 + w^2}.$$

D. Einteilung der Schwingungen nach der Art der Amplituden.

a) Schwingungen, deren Amplituden nach dem Dämpfungsdekrement abnehmen und solche mit konstanten Amplituden. Kontinuierliche und diskontinuierliche Schwingungen.

Für die nun folgende Betrachtung der verschiedenen Erzeugungsarten von Schwingungen ist folgende Einteilung zugrunde gelegt:

E) Schwingungen, deren Amplituden nach dem Dämpfungsdekrement abnehmen.

F) Schwingungen mit konstanten Amplituden.

Die sämtlichen nunmehr unter E zu betrachtenden Schwingungen weisen das wesentliche Kennzeichen auf, daß die Amplituden mit der Zeit abnehmen, um beim Einsetzen eines neuen Schwingungsimpulses wieder auf einen gewissen höheren Anfangswert anzusteigen.

Auf die unter F zu betrachtenden Schwingungen trifft dieses Kennzeichen nicht zu. Die Schwingungen behalten in ihrem ganzen Verlaufe die gleiche Höhe, mindestens aber nehmen sie nicht mit dem Dämpfungsdekrement ab. Man bezeichnet derartige Schwingungen, bei denen die Energie, welche pro Schwingung verbraucht ist, stets von einer Speisequelle in richtiger Phase und synchron nachgeliefert wird, als „ungedämpfte Schwingungen".

Die andere bisher oft gebrauchte Einteilungsweise in kontinuierliche und nicht kontinuierliche Schwingungen ist weder kennzeichnend noch im allgemeinen richtig. Es ist nämlich ohne weiteres möglich, Schwingungen mit abnehmenden Amplituden, also gedämpfte Schwingungen, insbesondere bei großen Wellenlängen in einem Sekundärkreis so rasch aufeinander folgen zu lassen (z. B. bei den Sendern der Marconi-Großstationen), daß ein kontinuierlicher oder nahezu kontinuierlicher Wellenzug erzielt wird (siehe z. B. I, Abb. 279. S. 271). Dabei nehmen aber die Amplituden beständig ab. Es sind also gedämpfte Schwingungen, mit denen in einem Sekundärsystem kontinuierliche Schwingungen erzielt werden können.

Der andere extreme Fall ist der, daß mittels eines stoßartig wirkenden Lichtbogens (Vieltonsystem) die Antenne angestoßen wird, und daß diese, entsprechend ihrer mehr oder weniger großen Eigendämpfung, gedämpft ausschwingt. Es kommt auf die Anzahl der Stöße, also auf die Energienachlieferung an, wie groß alsdann die Pausen zwischen den gedämpften Wellenzügen in der Antenne sind. Man erhält hierbei also unter Verwendung von ungedämpften Stoßschwingungen im Primärsystem abklingende Schwingungen im Sekundärsystem.

Hingegen ist die Einteilung in gedämpfte und ungedämpfte Schwingungen in jedem Fall charakteristisch und kennzeichnet aus den erwähnten Gründen genau den jeweilig hervorgerufenen Schwingungsvorgang.

Zu der Gruppe unter E) gehören unter anderem die Schwingungen, welche mit dem einfachen Marconisender, mit dem gekoppelten Sender (Partialfunken), mit der Wienschen Schwebungsstoßerregung (Tönende Funken von Telefunken) und mit den Abreißfunken der rotierenden Funkenstrecke erzeugt werden.

Zu der Gruppe unter F) sind die Lichtbogenschwingungen 1. und 2. Art nach der Duddell-Poulsenschen Methode, die Schwingungserzeugung mittels idealer Stoßerregung mit Quecksilberdampflampe und Wasserstoffunkenstrecke, sowie mit Glimmstromentladungen nach dem Vieltonsystem, mittels Gasröhren und Kathodenröhren (Röhren mit Elektronenstrom) und mittels Glimmlichtröhren (mit vorgeschaltetem großen Widerstand), sowie sämtliche maschinell erzeugten Schwingungen (Hochfrequenzmaschine und Vervielfachungstransformatoren) zu rechnen.

Digitized by Google

Da es sich, abgesehen von den maschinell und mittels Röhrensendern erzeugten Schwingungen, stets um lichtbogenartige, in jedem Fall aber um gaselektrische Vorgänge handelt, welche stets die Eigenschwingung in dem benutzten geschlossenen Schwingungskreise anstoßen, wird zunächst in kurzer Fassung die bisher geltende Lichtbogen-Schwingungstheorie, geordnet in Lichtbogenschwingungen 1., 2. und 3. Art wiedergegeben. In dieser Schwingungseinteilung fallen die Schwingungen, deren Amplituden nach dem Dämpfungsdekrement abnehmen, unter die Lichtbogenschwingungen 3. Art, von welcher sie einen viel gebrauchten Sonderfall darstellen.

b) Lichtbogencharakteristik.

Man unterscheidet nach den Arbeiten[1]) von W. Duddell, A. Blondel, H. Th. Simon und H. Barkhausen beim Lichtbogen eine statische und eine dynamische Charakteristik.

α) Statische Charakteristik.

Die „statische Charakteristik" ist die Kurve, welche bei Dauerzuständen (Gleichstrom) die Abhängigkeit des Stromes von der Spannung darstellt. Diese Kurve ist eine gleichseitige Hyperbel (siehe Abb. 110) und wird „fallende Charakteristik" genannt, da den Werten zunehmenden Stromes solche fallender Spannung entsprechen. Der Lichtbogenwiderstand nimmt mit wachsendem Strome ab; daher kann der Lichtbogen zur Schwingungserzeugung dienen.

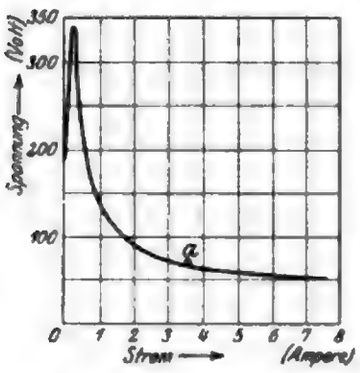


Abb. 110. Statische Lichtbogencharakteristik.

Von einem bestimmten Bereiche, etwa vom Punkte *a* an bleibt die Spannung bei zunehmendem Strom nahezu konstant; das gleiche gilt aber nicht umgekehrt für kleine Stromwerte. Hierbei gilt die in einem anderen Maßstab eingetragene gestrichelte Kurve, welche besagt, daß für den Nullwert des Stromes die Zündspannung einen sehr großen Wert hat (Sicherung der Elektrizitätsquelle!). Aus der Kurve (Abb. 110) geht hervor, daß nur in ihrem linken Teile, wo die Charakteristik stark abfällt, das Duddellphänomen eintreten kann; im rechten Kurventeile, etwa von Punkt *a* an, wo die Kurve nahezu parallel zur Abszisse ist, wird der Lichtbogen wegen der zu großen Stromstärke zur Schwingungserzeugung ungeeignet, und das Duddellphänomen ist nicht erzielbar.

β) Dynamische Charakteristik (Lichtbogenhysteresis).

Die von der statischen Charakteristik grundsätzlich verschiedene „dynamische Charakteristik" oder wegen ihrer Ähnlichkeit mit der magnetischen Hysteresis von H. Th. Simon auch „Lichtbogenhysteresis genannt, ist jene Kurve, welche durchlaufen wird, wenn man bei einem Lichtbogen mit parallel geschaltetem Schwingungssystem, also bei einem von einem periodisch wechselnden Strom durchflossenen Lichtbogen, bei steigender und fallender, positiver und negativer Spannung die dazu gehörenden Stromwerte aufträgt.

Physikalisch bedeutet die Lichtbogenhysteresis, daß in der Entladestrecke infolge der Ionenemission von der glühenden Kathode nicht sofort mit dem Einsetzen des Stromes die Leitfähigkeit einsetzt, und daß auch nicht sofort

[1]) Es ist aber zu beachten, daß bei diesen theoretischen Erwägungen das Magnetfeld, welches für die modernen Generatoren wesentlich ist, keine Berücksichtigung findet. Es hat den Anschein, als ob hierdurch die Resultate sich sehr wesentlich verändern können.

Digitized by Google

mit dem Aufhören des Stromes die Leitfähigkeit wieder aufhört, sondern daß ein zeitliches Zurückbleiben, ein „Nachhinken" vorhanden ist, und zwar um so ausgesprochener, je höher die Frequenz (kleiner die Wellenlänge) ist. Die Charakteristik wird alsdann immer flacher, bis schließlich überhaupt die Möglichkeit der Schwingungserzeugung aufhört. Je höher die Periodenzahl der vom Lichtbogen erzeugten Schwingungen sein soll, um so mehr muß die Lichtbogenhysteresis unterdrückt bzw. vermindert werden (siehe die von V. Poulsen angegebenen Mittel, I, S. 199ff.).

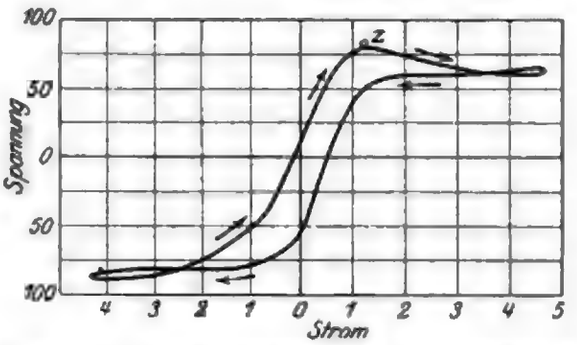


Abb. 111. Dynamische Lichtbogencharakteristik.

Das Beispiel einer dynamischen Charakteristik zeigt Abb. 111. Je ausgeprägter diese auftritt, desto mehr nimmt die fallende Tendenz der statischen Charakteristik ab, und um so weniger besteht noch die Fähigkeit der Entladestrecke, ungedämpfte Schwingungen auszulösen.

Die Gestalt der dynamischen Charakteristik des Wechselstromlichtbogens ist abhängig unter anderem von der Schwingungszahl, der Bogenlänge und von der Größe des Vorschaltwiderstandes. Beispiele für die Abhängigkeit von der Schwingungszahl sind in Abb. 112 wiedergegeben. Es zeigt sich (H. Th. Simon), daß mit zunehmender Schwingungszahl der Zündgipfel mehr und

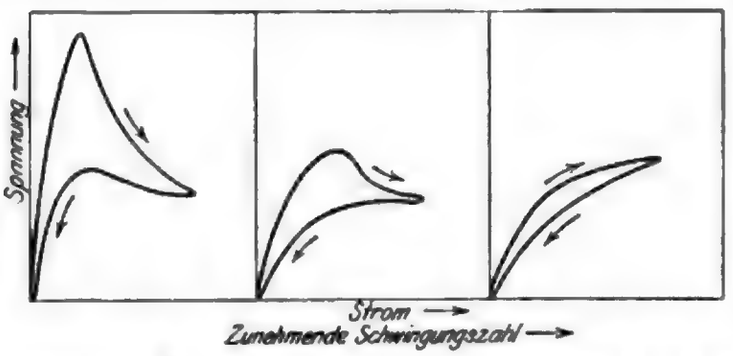


Abb. 112. Abhängigkeit der dynamischen Charakteristik von der Schwingungszahl.

mehr abgetragen wird, so daß bei genügend hoher Schwingungszahl überhaupt kein Zündgipfel mehr zu überwinden ist und schon eine niedrige Wechselspannung den Lichtbogen dauernd unterhalten kann. Bei Metallelektroden sind zum Abtragen der Zündgipfel weit höhere Schwingungszahlen erforderlich als bei Kohleelektroden.

Es ergibt sich ferner, daß bei zunehmendem Strom die Spannung am Lichtbogen höher als bei abnehmendem Strom ist. Hierzu kommt ferner, daß der Strom gegen die Spannung in der Phase verschoben ist. Der Punkt z (Zündgipfel) bedeutet den Zeitpunkt, in welchem die Zündung einsetzt.

Die Zündspannung ist beim Wechselstromkohlelichtbogen sehr klein, weil auch, wenn der Strom Null wird, die Lichtbogenstrecke leitend bleibt, da die glühenden Elektroden (insbesondere der Kohlepol, Kathode) Elektronen aussenden.

c) Schwingungen 1., 2. und 3. Art.

Es ist mittels des Lichtbogengenerators und des ihm parallel geschalteten Schwingungssystems möglich, verschiedenartige Schwingungen zu erzeugen,

Digitized by Google

welche sich im wesentlichen dadurch unterscheiden, daß erstens die Strömung im Kondensatorkreise und somit auch durch den Lichtbogen hindurch einen sinusartigen Verlauf hat, zweitens der Lichtbogenhochfrequenzstrom längere Zeit auf Null bleibt und drittens, daß sich der Kondensatorkreis oszillatorisch entladet.

Nach H. Th. Simon und H. Barkhausen werden diese Schwingungsvorgänge Schwingungen 1., 2. und 3. Art genannt.

α) Schwingungen 1. Art.

Die Schwingungen sind nahezu sinusförmig und ungedämpft und verlaufen um eine stabile Gleichstromlage, wobei ihre Amplituden kleiner sind als der Speisestrom. Sie sind nur in dem steil abfallenden Teile der statischen Charakteristik zu erhalten.

Die sinusförmige Stromkurve, die der pulsierende Bogenlampenstrom erzeugt, gibt Abb. 111 stark ausgezogen wieder, während die nicht sinusförmig verlaufende Spannungskurve am Bogen dünn eingezeichnet ist.

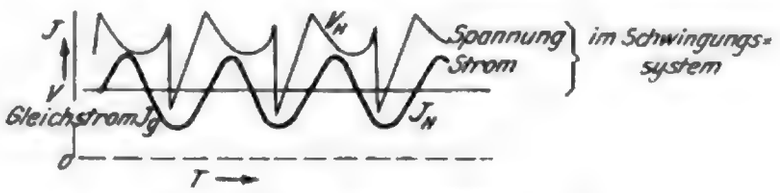


Abb. 113. Schwingungen 1. Art.

Die dynamische Charakteristik der Schwingungen 1. Art besitzt entweder eine flache elliptische oder eine fast geradlinige Gestalt.

Die Schwingungen 1. Art können besonders gut erhalten werden, wenn die Selbstinduktion des Schwingungskreises groß, die Kapazität klein ist, und wenn beide Lichtbogenelektroden aus Homogenkohlen bestehen. Sie sind jedoch auch mit Kupfer-Kohleelektroden herzustellen. Wesentlich ist aber, daß kein kräftiges (Magnet-)Gebläse am Generator, insbesondere kein transversales Magnetfeld verwendet wird, und daß vielmehr der Lichtbogen möglichst ruhig und eventuell in schwach karburiertem Wasserstoff (Leuchtgas) brennt. Wesentlich ist ferner, daß dem zum Lichtbogen parallel geschalteten Kreise keine oder nur sehr geringe Energie entzogen wird. Dieses ist erklärlich, da die Ladespannung am Kondensator, die für die erzeugte Energie maßgebend ist, nur gering sein kann. Die Periodenzahl des erzielten Wechselstromes und damit seine in diesem Rhythmus erfolgende Widerstandsvariation entspricht annähernd den Kreiskonstanten nach der Thomson-Kirchhoffschen Formel

$$T = 2\pi\sqrt{CL}.$$

β) Schwingungen 2. Art.

Die Schwingungen 2. Art, welche für die drahtlose Praxis (Sender) allein von Wichtigkeit sind, sind dadurch gekennzeichnet, daß der Strom im Lichtbogen aus einzelnen Stromimpulsen besteht, die durch stromlose Zwischenräume unterbrochen sind. Sie können mit derselben Anordnung, welche zur Erzeugung der Schwingungen 1. Art benutzt wurde, hergestellt werden, indem der Speisestrom entsprechend kleiner, die Ladespannung aber größer gemacht wird. Die Schwingungen 2. Art treten auf bei verringerter Lichtbogenhysteresis und bei intensiverer Ionenentfernung zwischen den Elektroden während der stromlosen Pausen, sobald die Amplitude des Hochfrequenzstromes größer ist als die des Gleichstromes. Es ist dann vorübergehend die Stromstärke im Licht-

Digitized by Google

bogen gleich Null und der Lichtbogenübergang während dieser Zeitspannen (T_2) erloschen. Darauf findet regelmäßig bei hohem Zündpotential eine neue Zündung statt. Es können daher beliebige Elektroden angewendet werden. Der Zündungsvorgang, der oben vernachlässigt wurde, ist also hier von Bedeutung.

Für die Erzeugung von Schwingungen 2. Art kommt insbesondere die Verwendung von schnell die Wärme ableitenden Metallelektroden, insbesondere der Anode in Frage (künstliche Kühlung der aus verschiedenartigen Stoffen [Kohle-Kupfer] herzustellenden Elektroden). Ferner kommt inbetracht, die Entladestrecke zu entionisieren, z. B. durch Brennen des Lichtbogens in Wasserstoff, in einem Luft- und vor allem in einem Magnetgebläse. Außerdem ist es wichtig, die Lichtbogenfußpunkte und auch das den Lichtbogen einschließende Gefäß zu kühlen, z. B. durch Drehen einer oder beider Elektroden oder des Lichtbogens selbst (magnetische Lichtbogenrotation). Da, wie schon bemerkt, die Ladespannung hier größer gemacht werden kann, weil die leitenden Ionen zwischen den Entladestreckenelektroden in den stromlosen Pausen energischer entfernt werden, ist es auch ohne weiteres möglich, die in Hochfrequenz umzusetzende Energie wesentlich zu steigern. Tatsächlich benutzt die Poulsensche Methode der Erzeugung ungedämpfter Schwingungen diese Schwingungsart. Allerdings ist es hierbei wesentlich, daß die stromlosen Pausen zu den Zeiten, da Strom übergeht, in keinem Mißverhältnis stehen dürfen. Die stromlosen Pausen sollten nicht allzu groß werden, insbesondere wenn die Resonanzfähigkeit des Systems gewahrt bleiben soll.

Im Gegensatz zu den Schwingungen 1. Art kann man die Periodendauer hier nicht ohne weiteres nach der Thomson-Kirchhoffschen Formel berechnen.

Während des Stromübergangs im Lichtbogen, also während der Entladungszeit des Kondensators T_1 liegt die Schwingungsdauer im allgemeinen zwischen

$$T_1 = \pi\sqrt{CL} \text{ und } T_1 = 2\pi\sqrt{CL},$$

und zwar kommt es auf das Verhältnis des Gleichstroms zum Hochfrequenzstrom an. Ist dieses gleich 0, so gilt der erstere Ausdruck für T_1. Ist dieses gleich 1, so ist der zweite Ausdruck einzusetzen.

Während der folgenden Zeitspanne (Ladung des Kondensators) T_2 hängt indessen alles davon ab, wie lange infolge der gewählten Verhältnisse diese Zeit dauert. Hierfür kann also die Formel im allgemeinen nicht benutzt werden (siehe z. B. Abb. 115 und 117).

Unter der Voraussetzung einer auch während des Brennens konstanten, am Lichtbogen liegenden Spannung und einer plötzlichen Zündung gelten die mit Oszillographenaufnahmen gut übereinstimmenden, graphisch konstruierten Abb. 114, 115, 116 und 117 (im wesentlichen nach H. Barkhausen) für verschieden große Hochfrequenzstromamplituden und verschieden stark gedämpfte Schwingungssysteme.

Abb. 114 gilt dafür, daß die Maximalamplitude des Hochfrequenzstromes nur wenig größer als die Gleichstromamplitude ist. Die Dämpfung im Schwingungssystem ist ebenso wie bei Abb. 113 als sehr klein angenommen. Bei letzterer Abb. ist die Maximalamplitude des Hochfrequenzstromes sehr viel größer als die Gleichstromamplitude vorausgesetzt. Sie stellt den typischen Fall der Schwingungen 2. Art dar (Schwingungen des Poulsengenerators). Die Brenndauer T_1 (in den Abb. 113 und 114) ist hierbei kurz gegenüber der Periode T_2 des Erloschenseins des Lichtbogens, während welcher Zeit die Ionen zwischen den Lichtbogenelektroden herausgeblasen werden. Währenddessen hat sich der Kondensator wieder aufgeladen, und die Spannung an den Elektroden ist so gestiegen, daß die Neuzündung des Bogens wieder einsetzt.

Digitized by Google

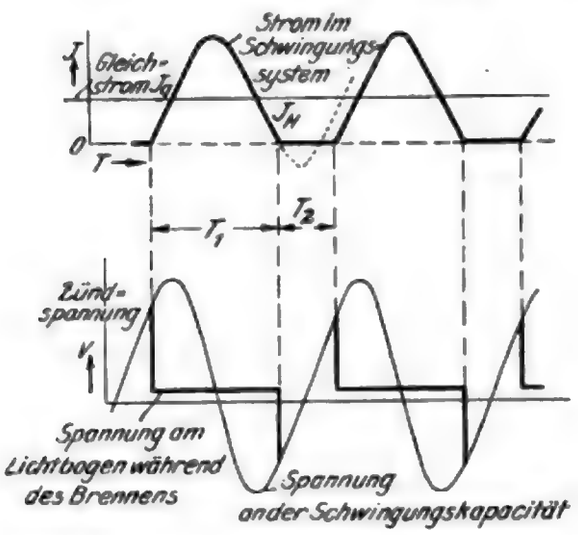


Abb. 114. Schwingungen 2. Art. $T_1 > T_2$. δ sehr klein.

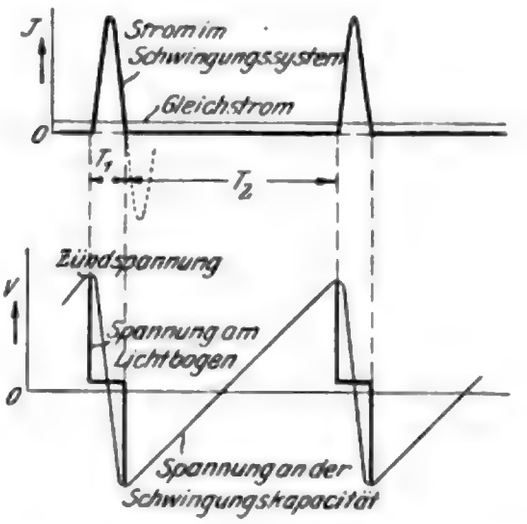


Abb. 115. Schwingungen 2. Art. $T_1 < T_2$. δ sehr klein.

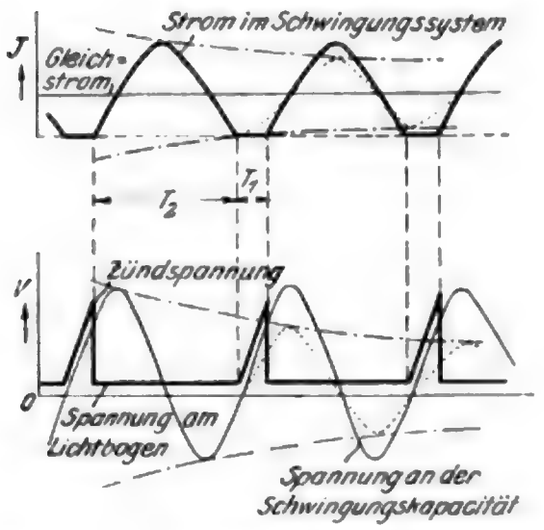


Abb. 116. Schwingungen 2. Art. $T_1 < T_2$. δ merklich.

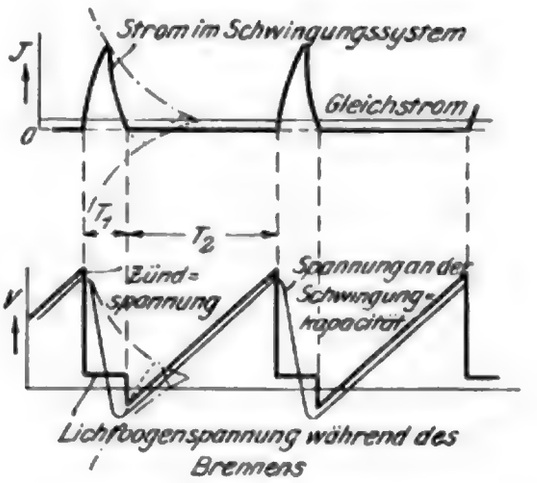


Abb. 117. Schwingungen 2. Art. $T_1 < T_2$. δ sehr merklich.

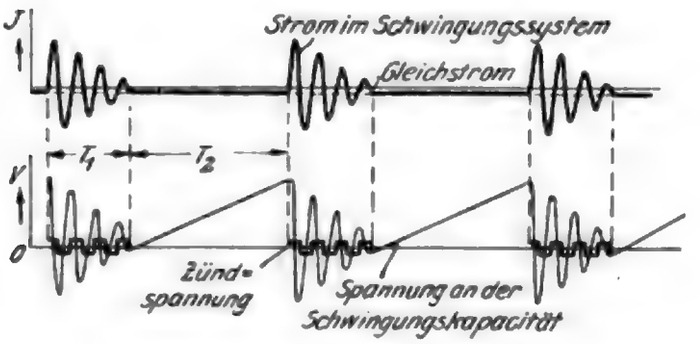


Abb. 118. Schwingungen 3. Art.

Digitized by Google

Während des Brennens des Lichtbogens verlaufen Strom- und Spannungskurve fast sinoidal. Der Strom ist ein Wechselstrom. Während des Erloschenseins des Lichtbogens ist die Strömung wie beim Gleichstrom, wohingegen die Spannung ansteigt. Tatsächlich erfolgt die Zündung jedoch nicht plötzlich, fällt auch nicht plötzlich auf den Wert während des Brennens herab und bleibt alsdann nicht so völlig konstant, vielmehr ist der Verlauf einer tatsächlich aufgenommenen Spannungskurve ähnlich dem in Abb. 114 eingetragen (siehe auch die Oszillographenaufnahme, I, Abb. 190, S. 199).

Die in den genannten Abbildungen eingezeichneten punktierten Kurven würden für den Verlauf des Stromes bzw. der Spannung im Schwingungssystem (Schwingungskapazität) gelten, sofern ein Auslöschen des Lichtbogens und damit eine Spannungsänderung nicht eintreten würde.

Abb. 115 ist für den Fall entworfen, daß die Dämpfung im Schwingungssystem beträchtlich ist. Sie hat für den dargestellten Fall dieses Systems den Widerstand von 60 Ohm. Die übrigen Verhältnisse sind wie bei Abb. 114.

Für Abb. 116 sind die Verhältnisse wie bei Abb. 114 zugrunde gelegt, jedoch ist hierbei der Widerstand im Schwingungssystem = 50 Ohm. Die Resonanzfähigkeit dieses Schwingungssystems ist ebenso wie die bei Abb. 114 infolge der langen Zeiten T_2 im Verhältnis zu T_1 sehr herabgedrückt. Man hat es hier vielmehr mit Schwingungen zu tun, welche sich denen bei der idealen Stoßerregung erzielten nähern.

Die dynamische Charakteristik verläuft nicht, wie theoretisch zu erwarten wäre, geradlinig, sondern hat etwa die Gestalt von Abb. 112, linke Abbildung.

γ) Schwingungen 3. Art.

Sofern die Endspannung am Lichtbogen groß ist und die Ionisierung der Entladestrecke ausreicht, braucht der Lichtbogen nicht auszulöschen, sondern er kann von neuem zünden oder rückzünden. Man erhält alsdann Schwingungen 3. Art, welche einen oszillatorischen Verlauf haben, ähnlich wie er bei gewöhnlichen Funkenentladungen auftritt.

Schwingungen 3. Art sind insbesondere dann zu erzielen, wenn die Gleichstromamplitude klein und die Zündspannung groß ist. Ist die Gleichstromamplitude nicht klein, so erhält man mehrere Hin- und Herschwingungen mit dazwischen liegenden kurzen Pausen, in denen der Lichtbogen nicht brennt.

Abb. 118 stellt Schwingungen 3. Art (J. Zenneck) dar, woraus zu erkennen ist, daß bei kleiner Gleichstromamplitude mehrere aufeinander folgende Oszillationen zu erzielen sind.

Die Erscheinung des Rückzündens wird in der Praxis bei Verwendung eines Lichtbogengenerators vermieden hauptsächlich dadurch, daß die Lichtbogenelektroden voneinander verschieden ausgeführt werden (Kohle-, Kupfer-, gekühlte und ungekühlte Elektrode usw., wobei aber bemerkt sein soll, daß auch Kohle-Kohleelektroden zu günstigen Resultaten führen können [R. Herzog]), und daß hinreichend große Energieentziehung aus dem Schwingungssystem möglich ist.

Alle durch Funkenentladungen erzeugten Schwingungen fallen unter die Schwingungen 3. Art.

Es gilt hier für die Berechnung der Schwingungsdauer streng die Thomson-Kirchhoffsche Formel

$$T = 2\pi\sqrt{CL}.$$

Bemerkenswert ist es, daß auch die Schwebungsstoßmethode stets mit Schwingungen 3. Art arbeitet. Hierbei kann es vorteilhaft sein, beide Elektroden zu kühlen. Für die Entionisierung der Entladestrecke steht hier weit mehr Zeit zur Verfügung als bei der Erzeugung der Schwingungen 2. Art, wo man stets nur den Bruchteil einer Periode zur Verfügung hatte.

E. Ladeeinrichtungen der Schwingungskreiskapazität

(N. Tesla, R. A. Fessenden).

Bei der Anordnung nach Abb. 91 war angenommen worden, daß mittels einer Hochspannungsquelle die Schwingungskreiskapazität aufgeladen wird. Die Hochspannungsquelle kann an sich mannigfaltiger Art sein. Man kann eine Elektrisiermaschine oder, was meist geschieht, einen offenen (Induktor) oder geschlossenen Transformator zweckmäßig meist unter Verwendung des Resonanzprinzipes benutzen. Hiervon wird weiter unten in diesem Abschnitte die Rede sein. Vorerst soll von der direkten Aufladung der Kapazität durch die Stromquelle gesprochen werden.

a) Direkte Speisung der Kapazität durch die Stromquelle.

Die Anordnung entspreche etwa Abb. 119. Die Stromquelle *a* — gleichgültig ob Gleichstrom- oder Wechselstrommaschine — speist die Kapazität *b*. *c* ist eine regulierbare Drossel von der Selbstinduktion *L*, welche als Luftdrossel oder als Eisendrossel ausgeführt sein kann; *d* ist ein veränderlicher Widerstand vom Ohmschen Widerstand *w*, *e* ist die Funkenstrecke.

Der von der Maschine gelieferte Dauerstrom relativ geringer Stärke und Spannung wird durch den Funkenstreckenkreis — insbesondere wenn nur wenige Funken in der Sekunde übergehen — während kurzer Zeitspannen in oszillatorische Entladungen hoher Strom- und Spannungsamplituden, eben in die elektrischen Schwingungen, umgeformt. So kann man z. B. mittels einer Wechselstrommaschine, die nur wenige Ampere leistet, bei seltenen Funkenentladungen sehr kurzzeitige Einsatzstromamplituden in der Größenordnung von ca. 50000 Ampere und mehr erzielen.

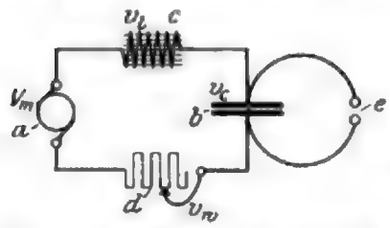


Abb. 119. Direkte Speisung der Funkenstrecke.

Hierbei ist vorausgesetzt, daß die Selbstinduktion des Schwingungskreises *b e* sehr klein ist.

Die Wirkungsweise der Anordnung ist so, daß die Maschine den Kondensator auflädet, und zwar kann infolge des Vorhandenseins der Selbstinduktion *c* die Spannung am Kondensator den doppelten Wert der Maschinenspannung im Höchstfalle erreichen. Es gilt also

$$V_c = 2\,V_m.$$

Hierin ist V_c die Spannung am Kondensator,
V_m die Spannung der Maschine.

Im allgemeinen wird die Aufladung des Kondensators *b* soweit erfolgen, bis der Wert der Zündspannung der Funkenstrecke *e* erzielt ist. Es erfolgt alsdann der Funkenübergang in der Funkenstrecke, und die Ladeenergie ist in Form von elektrischen Schwingungen umgesetzt worden.

Man hat es somit in der Hand, die Anzahl der Entladungsgruppen zu regulieren, da man das Nachströmen der Energie auf den Kondensator *b* einregulieren kann.

Im allgemeinen kann man folgendes feststellen:

Sobald im Kreise *a c b d* Strom fließt, hat man an den drei eingeschalteten elektrischen Elementen die Spannungsabfälle V_l, V_w, V_c, welche von der Spannung der Speisequelle V_m aus gedeckt werden müssen. Man hat also

$$V_m = V_l + V_w + V_c.$$

Digitized by Google

Hierbei ist

$$V_l = L\frac{di}{dt}$$

$$V_w = i\,w$$

$$V_c = \frac{q}{c}.$$

Wenn man diese Größen als Strommomentenwerte ausdrückt und an deren Stelle die Ladungen q einführt, erhält man:

$$q = \int i\,dt;\ \int i = \frac{dq}{dt};\ \int \frac{di}{dt} = \frac{d^2q}{dt^2}.$$

Man erhält also

$$V_m = L\frac{d_2 q}{dt^2} + w\frac{dq}{dt} + \frac{q}{c}$$

oder

$$\frac{V_m}{L} = \frac{d_2 q}{dt^2} + \frac{w}{L}\frac{dq}{dt} + \frac{1}{CL}\cdot q.$$

Es sind demgemäß verschiedene Fälle für die Art der Aufladung zu unterscheiden.

Entspricht die Schaltung Abb. 119, ist also in den Speisekreis eine Selbstinduktion *c* eingeschaltet, so ist die Ladung eine oszillatorische (periodische) wenn $w^2 < \frac{4L}{C}$.

Die Selbstinduktion *c* wirkt also in der Weise, daß in den Zeitspannen, in, welchen in *e* kein Funkenübergang stattfindet, also keine Funken erzeugt werden, infolge des Umstandes, daß die Kondensatorspannung höher als die Maschinenspannung ist, elektrische Energie aus dem Kondensator an die Maschine zurückgeliefert wird. Die Energie pendelt auf diese Weise zwischen dem Hochfrequenzkreis *b e* und dem Speisekreis *a c b d* hin und her, und zwar so lange bis die Schwingungen erloschen sind und $V_c = V_m$ geworden ist.

Der sich ausbildende oszillatorische Ladevorgang des Kondensators bei einer Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung von 90° (passende Wahl der Kreisgrößen vorausgesetzt) unter Benutzung einer Gleichstrommaschine *a* ist in Abb. 120 wiedergegeben (H. Rein). (Siehe auch das Oszillogramm Abb. 339, S. 317).

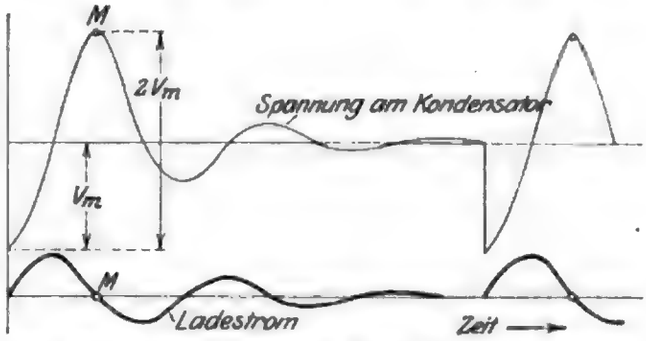


Abb. 120. Oszillatorische Aufladung des Kondensators.

Aus Abb. 120 geht auch hervor, daß zweckmäßig bereits in den Punkten M der Ladestrom-, bzw. der Kapazitätsspannungskurve der Funkenübergang in der Entladestrecke stattfindet. Würde man nämlich die oszillatorische Aufladung des Kondensators über diesen Punkt hinaus fortsetzen, so würde durch die auftretende Wärme in den Zuleitungen 50% der zugeführten Energie verloren gehen. Man würde also bereits bei der Aufladung des Kondensators nur mit 50% Wirkungsgrad rechnen können. Im übrigen hat man dadurch, daß man in den Punkten *M* den Entladungsübergang einsetzen läßt, den Vorteil erzielt, mit einer hohen Kondensatorspannung von $2\,V_m$ arbeiten zu können.

Außerdem hat man den weiteren Vorteil, daß der Speisestrom im Augenblick der Zündung durch O geht, so daß beim Funkenübergang jede Lichtbogenbildung verhindert wird.

Man erhält für die Periodenzahl des Ladestroms

$$\nu = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{w^2}{4L^2}}.$$

Sofern $\frac{w^2}{4L^2}$ sehr klein ist gegenüber $\frac{1}{CL}$ ergibt sich

$$\nu = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{CL}}.$$

Diese Formel besagt, daß lediglich die Selbstinduktion und Kapazität des Speisestromkreises (Gleichstrom) maßgebend sind für die Frequenz des Ladestromes.

Als weiterer Grenzfall der Aufladung ist der anzusehen, daß die Ladung aperiodisch erfolgt. Dieses besagt, daß $w^2 > \frac{4L}{C}$ bzw., wenn man bis zur Grenze geht, daß $w^2 = \frac{4L}{C}$ ist.

Aus der für die aperiodische Aufladung des Kondensators aufzunehmenden Differentialgleichung folgt, daß die Spannung am Kondensator V_c keinen größeren Wert als höchstens den der Ladespannung annehmen kann, diesen aber erst nach ∞ langer Zeit erreichen kann. Für einen nicht vollkommen aperiodischen Kreis ($c = 1000\ \Omega$) ist dieser Vorgang für langsame Schwingungen durch das Diagramm der Abb. 121 wiedergegeben.

Abb. 121. Aperiodische Aufladung des Kondensators.

Vergleicht man die oszillatorische mit der aperiodischen Aufladung, so erkennt man, daß hinsichtlich des dem Kondensator aufzudrückenden Energievorrates dieser bei der oszillatorischen Aufladung die Größe besitzt:

$$\frac{4V^2C}{2}$$

während bei der aperiodischen Aufladung die Kondensatorenergie lediglich sein kann:

$$\frac{V^2C}{2}$$

d. h. also bei oszillatorischer Aufladung kann die Kondensatorenergie viermal mehr betragen als bei aperiodischer Aufladung, bei welcher nur die Hälfte der aufgewandten Energie im Kondensator ausgenutzt werden kann.

Der maximale Wirkungsgrad bei aperiodischer Aufladung ist demgemäß 50%, während er bei oszillatorischer Aufladung theoretisch bis auf 100% steigen kann.

b) Speisung der Kapazität mittels offenen oder geschlossenen Transformators.

Da man mit der unter *a* beschriebenen direkten Speisung der Kapazität bald insofern an die Grenze kommt, als die Speisespannung aus Maschinenkonstruktionsrücksichten nicht willkürlich vergrößert werden kann, und da bei Funkenentladungen, insbesondere bei den älteren Methoden mit seltenen Entladungsgruppen zur Vergrößerung der Energie alles darauf ankommt, die Funken-

Digitized by Google

einsatzspannung zu erhöhen, war man für derartige Sender gezwungen, von der direkten Kapazitätsspeisungsmethode abzugehen. Man ist genötigt, eine Anordnung mittels Induktors oder Transformators zu verwenden, und diese entweder mit unterbrochenem Gleichstrom oder besser mit nieder- oder mittelfrequentem Wechselstrom zu betreiben.

Entsprechend der Eisenwegausführung des Transformators, ob dieser mit offenem Eisenkern (große Streuung), oder aber mit geschlossenem Eisenweg (unwesentliche Streuung) arbeitet, unterscheidet man eine Speisung mittels Resonanzinduktors von einer solchen mittels eisengeschlossenen Transformators.

Beiden Anordnungen gemeinsam ist die Tatsache, daß während des Funkenübergangs in der Entladestrecke die Sekundärwicklung des Transformators kurzgeschlossen ist, und daß dadurch während der Dauer der Hochfrequenzschwingungen gleichzeitig ein unerwünschter Kurzschlußstrom des Trans-

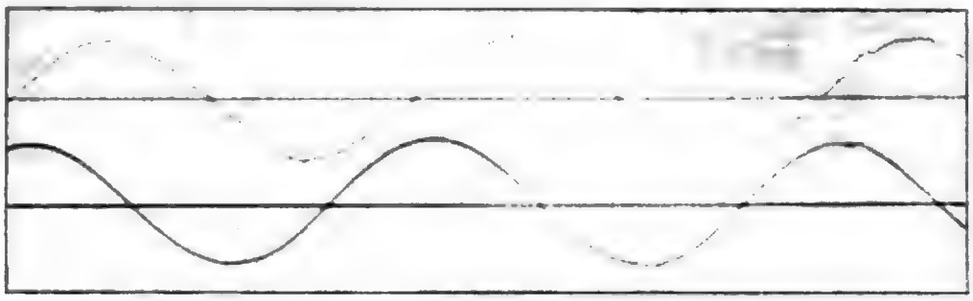


Abb. 122. Primärspannung und Primärstrom. Phasenverschiebung von 90°.

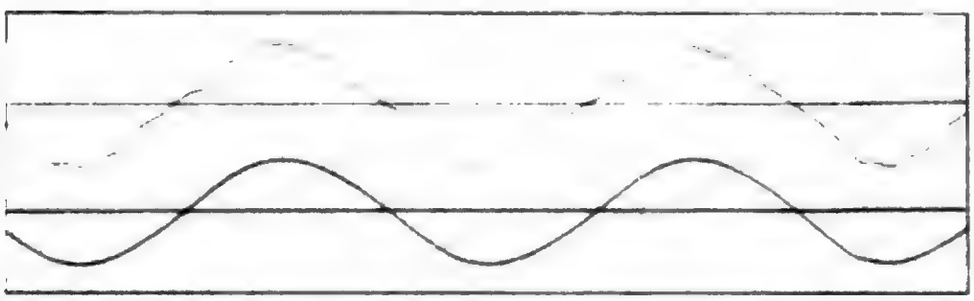


Abb. 123. Primärspannung und Primärstrom. Phasenverschiebung von nahezu 0°.

formators auftritt, der das Löschen in der Entladestrecke erschwert. Um ein Maximum der Energieausnutzung und des Wirkungsgrades zu erzielen und alle nachteiligen Begleitumstände bei der Ladung und Entladung zu vermeiden, verwendet man (N. Tesla) das Resonanzprinzip, und zwar unterscheidet man, wie weiter unten noch näher auseinandergesetzt wird, als den einen typischen Grenzfall den der Maschinenresonanz und als anderen Grenzfall die Induktor-(Transformator-)Resonanz. Dazwischen sind noch Mittelwerte möglich, welche sich nach den Gleichungen für gekoppelte Hochfrequenzkreise (H. Riegger) errechnen lassen.

Beiden Ausführungen gemeinsam ist die Art, in welcher Strom und Spannung im Primärkreise verlaufen. Die obenstehenden Abb. 122 und 123 stellen Oszillographenaufnahmen dar, und zwar gibt jeweilig die obere der beiden Kurven die Primär-(Maschinen-)Spannung, und die untere Kurve den Primär-(Maschinen-Strom wieder. Abb. 122 zeigt die Phasenverschiebung von 90° zwischen Strom und Spannung, welche bei vollkommen offenem Transformator vorhanden ist, wenn also der Transformator weder mit den Belegen eines Kondensators verbunden ist, noch Funken in der Entladestrecke übergehen.

Abb. 123 stellt den Fall dar, daß der Transformator sekundär mit den Belegen des Kondensators verbunden ist, und daß Resonanz herrscht. Die Phasenverschiebung ist alsdann nahezu gleich *O*.

a) Der Resonanzinduktor (Induktorresonanz).

Das Kennzeichen des Resonanzinduktors ist der offene Eisenweg, welcher eine bestimmte, meist nicht unerheblich große Streuung bedingt.

Hierbei gilt entgegen dem gewöhnlichen, eisengeschlossenen Transformator die Gleichung:

$$V_C \geqq V_1 \cdot \frac{z_2}{z_1}.$$

Dieses besagt, daß die zu erzielende Sekundärspannung, welche für die Entladungsenergie nutzbar zu machen ist, ganz erheblich größer sein kann als beim eisengeschlossenen Transformator.

Infolge der vorhandenen wesentlichen Streuung tritt keine erhebliche Rückwirkung des Hochfrequenzkreises auf den Speisekreis auf. Gleichzeitig besitzt der Kopplungsgrad nicht einen konstanten Wert, sondern schwankt streng genommen ebenfalls in weiteren Grenzen. Man erhält den Höchstwert der Spannung am Kondensator bereits bei niedrigeren Frequenzen, als eigentlich der Grundschwingung des Hochfrequenzkreises zukommen würde.

Nach dem Funkenübergang ist infolgedessen die Resonanzlage eine andere, als wenn die Kapazität bereits eine Ladung besitzt, da die Streuungsverhältnisse bei diesem Vorgang variieren; der Mittelwert der Resonanzlage schwankt deshalb mit der Funkenzahl. Es ist infolgedessen zweckmäßig, bei der Ausführung des Resonanzinduktors Vorsorge zu treffen, daß die Einstellung des Kopplungsgrades von Fall zu Fall den jeweiligen Verhältnissen entsprechend empirisch eingestellt werden kann. Man kann dies dadurch bewirken, daß man entweder die Primär- und Sekundärspulen gegeneinander verschiebt (H. Boas) (Ausführung siehe II. Abb. 784, S. 18, Abb. 1208 Mitte links, S. 350) oder indem man in den Speisekreis, in Serie oder parallel zur Primärwicklung des Induktors eine regulierbare Drosselspule einschaltet. Man könnte auch, worin man allerdings meist keine Wahl hat, die Wicklung der Speisemaschine, also deren Selbstinduktion, verändern.

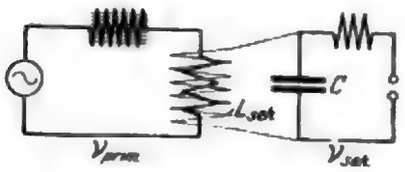


Abb. 124. Lose und feste Induktorkopplung.

Weiterhin kann eine Veränderung der Schwingungskreiskapazität, oder auch die Einschaltung eines entsprechenden Widerstandes in den Speisekreis zum Ziel führen. Indessen ist zu beachten, daß mit Rücksicht auf die verlangten Wellenlängen im allgemeinen die Schwingungskreiskapazität in bestimmten Grenzen als gegeben zu betrachten ist, und daß die Einschaltung von Widerstand zwar eine Konstantmachung der Stromamplituden im Gefolge hat, daß hierdurch aber Energie verloren geht.

Hat man auf eine dieser Arten die Kopplung des Induktors sehr lose gemacht, so gilt die nachstehende Resonanzgleichung:

$$\nu_{\text{prim.}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C\,L_{\text{sec.}}}}.$$

Hierin ist C die Schwingungskreiskapazität gemäß Abb. 124 und $L_{sec.}$ die Selbstinduktion der sekundären Induktorspulen.

Der Höchstwert der Kondensatorladespannung wird erzielt, wenn

$$\nu_{\text{sec.}} = \nu_{\text{prim.}}$$

Der andere extreme Fall ist der der sehr festen Kopplung, wobei also die Rückwirkung des Hochfrequenzkreises auf den Speisekreis sehr erheblich ist.

Digitized by Google

In diesem Falle kann man die Anordnung so auffassen, als ob die Wechselstrommaschine direkt auf die Schwingungskreiskapazität, welche in diesem Fall als resultierende Kapazität $C_{result.}$ aufgefaßt werden kann, arbeitet, und es gilt alsdann:

$$C_{result.} = \left(\frac{z_2}{z_1}\right)^2 \cdot C.$$

Diese Gleichung zeigt, daß die Sekundärselbstinduktion des Induktors nicht mehr inbetracht kommt.

Zwischen der sehr losen und der sehr festen Kopplung sind alle möglichen Zwischenwerte denkbar, und es gelangt dies in der Resonanzgleichung dadurch zum Ausdruck, daß in der obigen Formel zu dem Wurzelglied noch der den Kopplungsgrad berücksichtigende Ausdruck $(1-k^2)$ hinzutritt, so daß für einen mittleren Kopplungsgrad die Resonanzbedingung lautet:

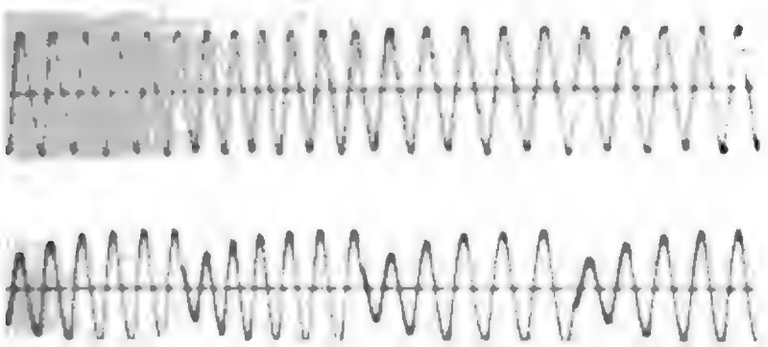
$$\nu = \frac{1}{2\pi\sqrt{C\,L\,(1-k^2)}}.$$

Hierin bedeutet k den Kopplungsgrad. Die günstigsten Verhältnisse erhält man bei Kopplungsgraden zwischen 25 und 50%.

Das wesentlichste Anwendungegebiet des Resonanzinduktors ist oder vielmehr war die Erzeugung seltener Funkenentladungen, wo es besonders darauf ankommt, bei den niedrigen Entladungszahlen jede Entladungsgruppe mit hoher Einsatzamplitude beginnen zu lassen, um auf diese Weise möglichst große Energie auszustrahlen, wozu es erforderlich ist, die Schwingungskreiskapazität auf hohe Spannungswerte aufzuladen und die Einsatzspannungen größer zu wählen, als dem direkten Übersetzungsverhältnis zwischen Sekundär- und Primärspulen des Induktors entsprechen würde. Hier bedeutet die Induktorresonanz einen großen Vorteil, indem es leicht gelingt, das Einsetzen der seltenen Funkenentladungen nicht bei jedem Maschinenwechsel, sondern vielmehr erst nachdem eine größere Anzahl von Maschinenwechseln erfolgt sind, und demzufolge die Spannung entsprechend gestiegen ist, zu bewirken.

Ein schematisches, nach Oszillogrammen gezeichnetes Bild der alsdann auftretenden Energieaufschaukelung durch den Resonanzinduktor für die Strom- bzw. Spannungskurve ist in Abb. 145 (S. 161) für den Fall wiedergegeben, daß erst nach jeder fünften hochgeschaukelten Schwingungsamplitude ein Funkenübergang einsetzt.

In den nachstehenden Abb. 125, 126 und 127 sind die Oszillographenaufnahmen für die in ihrer Amplitude konstant bleibende Maschinenspannung, sowie den sich aufschaukelnden Primär- (Abb. 125) und Sekundärstrom (Abb. 126)



Maschinenspannung.

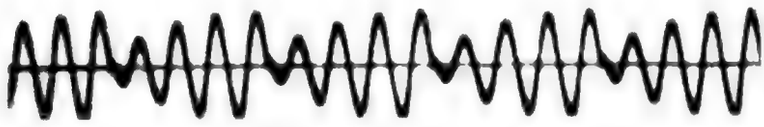
Primärstrom.

Abb. 125.

wiedergegeben. Man kann aus diesen Abbildungen ohne weiteres ersehen, daß vom Beginn der Aufschaukelung an gerechnet eine immer größer werdende Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung eintritt. Erst im Moment des Funkenüberganges, welcher sich in den Abbildungen scharf ausprägt, wird

die Phasenverschiebung wieder behoben, und die Frequenz ist für Strom und Spannung wieder dieselbe. In Abb. 127 ist für eine andere Funkenfolge die Abhängigkeit zwischen Sekundärstrom und Sekundärspannung zum Ausdruck gebracht. Auch aus diesen Abbildungen geht der Frequenzunterschied zwischen Strom und Spannung wieder hervor, wobei erst im Moment des Funkenüberganges Frequenz- und Phasengleichheit hergestellt wird.

Maschinenspannung.



Sekundärstrom.

Abb. 126.

Sekundärstrom.

Sekundärspannung.

Abb. 127.

Beim Kurzschluß der Sekundärspule durch die Funkenentladungen wird durch die Anwendung der Induktorresonanz in wirksamster Weise der Ausbildung von Lichtbögen entgegengetreten.

Bei den Sendern mit Funkenstrecken hoher Löschfähigkeit, wo außerdem pro Maschinenwechsel nur ein Funkenübergang stattfindet, sich mithin die primäre Energie überhaupt nicht hochschaukeln kann, hat der Resonanzinduktor an Bedeutung verloren.

β) Der eisengeschlossene Resonanztransformator.

Für den Resonanztransformator ist die Geschlossenheit des Eisenweges und demzufolge der völlige oder nahezu vollständige Fortfall der Streuung kennzeichnend. Es ist zwar eine Rückwirkung des Hochfrequenzsystems auf das Speisesystem vorhanden, indessen kann der Kopplungsgrad als konstant betrachtet werden.

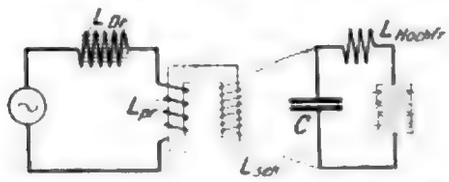


Abb. 128. Prinzipielle Resonanztransformatorschaltung.

Infolgedessen gilt hier streng die Gleichung:

$$\frac{V_e}{V_1} = \frac{z_2}{z_1}.$$

Diese Spannungsgleichung ist die normale Gleichung für die Abhängigkeit der Primär- und Sekundärspannungen von den Spulenwindungszahlen (Übersetzungsverhältnis). Man kann daher die typische Schaltung des Resonanztransformators von Abb. 128 — wobei zu beachten ist, daß die Vorschaltdrosselspule L_{Dr} nur

vorhanden sein muß, sofern nicht die relativ große Selbstinduktion einer Maschine, sondern z. B. die sehr kleine Induktanz eines Netzes zur Verfügung steht — dahingehend auffassen, als ob die gesamte Selbstinduktion beider Systeme

$$L_{ges.} = L_{Dr.} + L_{prim.} + L_{sec.} + L_{Hochfr.}$$

mit der resultierenden Kapazität in Serie geschaltet sei. Im Resonanzfall gilt alsdann

$$2\pi\nu L_{ges} = \frac{1}{2\pi\nu C}$$

also $$2\pi\nu L_{ges.} \cdot 2\pi\nu C = 1 \text{ oder } (2\pi\nu)^2 \cdot C \cdot L_{ges.} = 1$$

und unter Berücksichtigung des Übersetzungsverhältnisses, das durch den Transformator für die Kapazität hineinkommt, gilt als kennzeichnende Schlußgleichung:

$$(2\pi\nu_{sec.})^2 \cdot \left(\frac{z_2}{z_1}\right)^2 \cdot C \cdot L_{ges.} = 1.$$

Zahlenbeispiel: Es sei

$\nu = 500$ Perioden pro Sekunde,

$z_2 = 40$,

z_1

$C = 9000$ cm,

$L_{ges.}$ sei zu berechnen.

Dann ist $$(2\pi \cdot 500)^2 \cdot (40)^2 \cdot \frac{9000^{\text{Farad}}}{9 \cdot 10} = \frac{1}{L_{ges.}^{\text{Henry}}}$$

oder $$\frac{1}{40 \cdot 2{,}5 \cdot 1{,}6} = L_{ges.}$$

also $$L_{ges.} = 0{,}0625^{\text{Henry}} = 0{,}0625 \cdot 10^9 \text{ cm}$$

$$L_{ges.} = 62\,500\,000 \text{ cm}.$$

Diese Resonanzgleichung hat solange Gültigkeit, als die Aufladung des Kondensators stattfindet. Im Moment des Entladungsbeginnes fällt plötzlich die sekundäre Transformatorspannung, und die Resonanzerscheinung wird unterbrochen.

Die Herstellung der Resonanz wird durch folgende Mittel erreicht:

1. Durch richtiges Übersetzungsverhältnis.
2. Durch richtige Kapazitätsgröße des Sekundärsystems.
3. Durch richtige Wahl der Maschinenfrequenz.
4. Durch eine entsprechende primäre Vorschaltdrossel, welche zweckmäßig stets regulierbar gemacht wird.

Im allgemeinen liegen die Verhältnisse bei den hauptsächlich in betracht kommenden tönenden Funkensendern, bei denen vorwiegend wohl nur eisengeschlossene Transformatoren Verwendung finden, so, daß die Funkenstrecke und infolgedessen ihre physikalischen Eigenschaften, wie Löschfähigkeit, Zündspannung usw. als gegeben zu betrachten sind. Bei der verlangten Wellenskala ist eine Umschaltung, also Verkleinerung oder Vergrößerung der Kapazität des Schwingungskreises in weiten Grenzen möglich. Man kann daher dementsprechend das Übersetzungsverhältnis des Transformators wählen und, um sicher zu gehen, noch eine regulierbare Primärdrosselspule vorschalten, um stets saubere Resonanzverhältnisse zu erzielen. Die Frequenz der Maschine ist insofern als gegeben zu betrachten, als meist eine bestimmte Funkenzahl (Ton) und Energie vorgeschrieben sind, und daß bei jedem Maschinenwechsel ein Funkenübergang stattfinden soll. Es ist jedoch darauf achtzugeben, daß der Luftspalt in der Maschine zwischen Rotor und Stator nicht zu gering gewählt wird, da sonst wohl die Leistung eine größere sein kann, aber auch die Rückwirkung beträchtlich und somit die jeweilige Resonanzeinstellung wesentlich ist.

Es seien einige Beispiele für die bestehenden Möglichkeiten der Resonanz bei verschiedenen Vorschaltdrosselspulen, Maschinentourenzahlen, Schwingungskreiskapazitätsgrößen usw. gegeben, wobei die nachstehenden beiden Versuchsgruppen die typischen Grenzfälle für Maschinenresonanz und für Induktor-(Transformator-)Resonanz kennzeichnen.

Bei der Maschinenresonanz (Versuchsgruppe I) ist das maßgebende für die Schwingungszahl des Resonanzkreises die Maschinenselbstinduktion und Streuselbstinduktion mit der durch den Transformator vergrößerten Kapazität.

Bei der Transformatorresonanz (Versuchsgruppe II) ist für die Resonanz maßgebend die Selbstinduktion der Sekundärwicklung des Transformators zusammen mit der Kapazität. Die Kopplung zwischen dem Resonanzkreis und der Maschine muß lose sein; deswegen Induktor großer Streuung.

Im ersteren Falle dient der Transformator also lediglich, soweit die Resonanz in Frage kommt, zur Vergrößerung der Schwingungskreiskapazität, also nicht als Energiespeicher.

Im zweiten Falle stellt die Sekundärentwicklung des Transformators die maßgebende Selbstinduktion dar und dient als Energiespeicher.

Beide Fälle stellen Grenzwerte dar. Es ist aber auch möglich, mit Mittelwerten zu arbeiten. Es ist zwar dann das gesamte System in Resonanz, aber weder die Sekundärselbstinduktion des Transformators mit der Kapazität in Resonanz, noch die Maschinenselbstinduktion mit der durch den Transformator vergrößerten Kapazität, sondern es sind für beide andere Werte als wie die Resonanzwerte maßgebend, deren Größen sich nach den Gleichungen, wie sie H. Riegger für gekoppelte Hochfrequenzkreise aufgestellt hat, errechnen lassen.

Versuchsgruppe 1 (*Maschinenresonanz*): Unter Verwendung derselben Maschine und des gleichen eisengeschlossenen Transformators und der gleichen Schwingungskreiskapazitätsgröße von 1200 cm war Resonanz vorhanden, wenn betrug:

1. Tourenzahl der Maschine 4500, Vorschaltdrosselspulen 1, 2 und 3.
2. Tourenzahl der Maschine 4800, Vorschaltdrosselspulen 1 und 2.
3. Tourenzahl der Maschine 5200, Drosselspule 1.
4. Die Tourenzahl der Maschine konnte aus betriebstechnischen Gründen nicht derartig gesteigert werden, daß ein vollkommener Fortfall der Drosselspule möglich war.

Unter Konstanthaltung der Maschinentourenzahl von 5600 Umdrehungen bei stets großer Erregung unter Verwendung desselben Transformators wurde z. B. Resonanz erzielt in folgenden vier Fällen:

5. In den Speisekreis Drosselspule 1 eingeschaltet, Schwingungskreiskapazität 1650 cm.
6. Drosselspule 1 eingeschaltet und auf geringste Selbstinduktion reduziert, Schwingungskreiskapazität 1960 cm.
7. Drosselspule 2 eingeschaltet, deren Selbstinduktion hierbei etwas größer als beim vorhergehenden Versuch war. Schwingungskreiskapazität 1700 cm.
8. Drosselspule 2 zu $^3/_4$ eingeschaltet (die Selbstinduktion also noch etwas verringert, so daß sie etwa die Größe wie beim Versuch 2 hatte). Schwingungskreiskapazität 2000 cm.

Versuchsgruppe 2 (*Transformator-(Induktor-)Resonanz*): Es war ferner Resonanz zu erzielen bei der gleichen Maschine und dem gleichen Transformator, wenn anstelle der Vorschaltdrosselspulen ein Widerstand von 900 Ohm gesetzt wurde, und die Tourenzahl der Maschine 2500 Umdrehungen, die Schwingungskreiskapazität 312 cm betrug. Hierbei können die Stromamplituden im Speisekreis als konstant angesehen werden.

Begegnet die günstigste Dimensionierung des Primärkreises größeren Schwierigkeiten, ist beispielsweise die Selbstinduktion der Maschine an sich schon zu groß, und besteht ferner keine Möglichkeit oder Absicht, die Schwingungskreiskapazität zu verkleinern, so kann man z. B. durch Parallelschaltung einer Drosselspule zur primären Transformatorwicklung die Resonanzbedingung wieder erfüllen.

Das hauptsächlichste Anwendungsgebiet des eisengeschlossenen, mit Resonanz arbeitenden Transformators sind bzw. waren die tönenden Funkensender, da bei diesen infolge der erheblich geringeren Gefahr der Lichtbogenbildung es ohne weiteres möglich ist, pro Maschinenwechsel einen Funkenübergang stattfinden zu lassen, und somit nahezu normale Maschinen und eisengeschlossene Transformatoren zu verwenden. Infolgedessen wird der sonst vorhandene Vorteil der Erzielung einer höheren Ladespannung durch primäre Energieaufschaukelung nicht erzielt, da man sonst allerwenigstens bei jedem zweiten Maschinenwechsel einen Funkenübergang stattfinden lassen müßte.

c) Stromunterbrechungsanordnung (W. Burstyn).

Für die Ladeeinrichtungen von Kapazitäten, insbesondere wenn man hierzu Gleichstrom benutzt und beispielsweise mittels eines Unterbrechers denselben zerhackt und der Primärwicklung eines Induktors zuführt, aber auch bei zahlreichen ähnlichen Anordnungen in der drahtlosen Telegraphie macht sich der Übelstand bemerkbar, daß als Unterbrechungsstelle eine übergroße Lichtbogenerscheinung auftritt, welche allmählich zu einer Zerstörung der aktiven Unterbrecherkontakte führt.

Bekanntlich hat man diesen Übelstand dadurch zu vermindern versucht, stellenweise dies auch mit gutem Resultate erreicht, daß man parallel zur Unterbrechungsstelle einen Kondensator, einen sogenannten „Fizeauschen Löschkondensator", schaltet.

Über die Dimenisonierung dieses Kondensators und die für die Formgebung und Materialien der Unterbrecherkontakte wesentlichen Gesichtspunkte ist

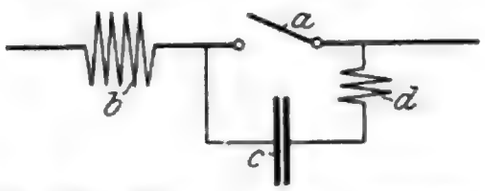


Abb. 129. Stromunterbrechungsschaltung von W. Burstyn.

Abb. 130. Schwingungsvorgang bei selbstinduktiver Belastung.

durch W. Burstyn (1913) eine genaue Theorie angegeben worden. Gegeben sei die Anordnung gemäß Abb. 129. *a* ist der Unterbrecher, *b* die in die Unterbrechungsleitung geschaltete, entsprechend große Selbstinduktion, beispielsweise also die Primärwicklung eines Induktors, *c* ist der Löschkondensator und *d* ist eine Drosselspule, auf welche noch näher eingegangen wird.

Die Wirkungsweise des Kreises *a c d a* besteht darin, daß infolge des bei der Unterbrechung bei *a* sich ausbildenden Lichtbogens in dem Kreise eine gedämpfte Schwingung hervorgerufen wird, deren Amplitude von der Kapazität des Kondensators und der Unterbrecherspannung abhängt. Diese Schwingung ist nicht nur für den Vorgang an der Unterbrechungsstelle selbst, sondern auch für den zunächst in der Primärspule und damit auch in der Sekundärspule sich ausbildenden Schwingungsvorgang maßgebend.

Der sich abspielende Vorgang ist in dem Diagramm entsprechend Abb. 130 wiedergegeben unter Berücksichtigung einer selbstinduktiven Belastung des Schalters bzw. Unterbrechers.

Im Punkte *m* findet die Stromunterbrechung statt. In diesem Punkte setzt der Lichtbogen ein, und die Aufladung des Kondensators *c* beginnt bei der vorgenannten Belastungsart in oszillatorischer Form. Der Strom schaukelt sich, wie das Diagramm darstellt, während einiger Perioden hindurch hoch und würde bis auf ein Mehrfaches der Stärke des vorhandenen Gleichstromes J_g ansteigen, wenn nicht im Punkte *n*, wo der Unterbrechungslichtbogenstrom ebenso stark wie der Gleichstrom geworden ist, aber ihm entgegengesetzt gerichtet ist, zum Auslöschen gebracht würde, da nunmehr die resultierende Lichtbogenstromstärke etwa 1/100000 Sekunde lang Null ist. Alsdann beginnt die langsame Entladung des Kondensators *c* über die Selbstinduktion *b*.

Abb. 131. Schwingungsvorgang bei Serienschaltung des Unterbrechers mit Ohmschem Widerstand.

Wesentlich für die Aufladung des Kondensators *c* ist also nur die plötzliche Unterbrechung im Momente n und die hierdurch erzeugte Spannungserhöhung.

Für den Fall, daß der Schalter oder Unterbrecher mit einem Ohmschen Widerstand in Reihe geschaltet ist, erhält das Diagramm die Gestalt von Abb. 131. Es ist hieraus ersichtlich, daß keine oszillatorische Aufladung stattfindet, sondern daß vielmehr der Vorgang aperiodisch wird.

Die Forderungen, um den Unterbrechungseffekt gut und regelmäßig zu gestalten, lassen sich wie folgt präzisieren:

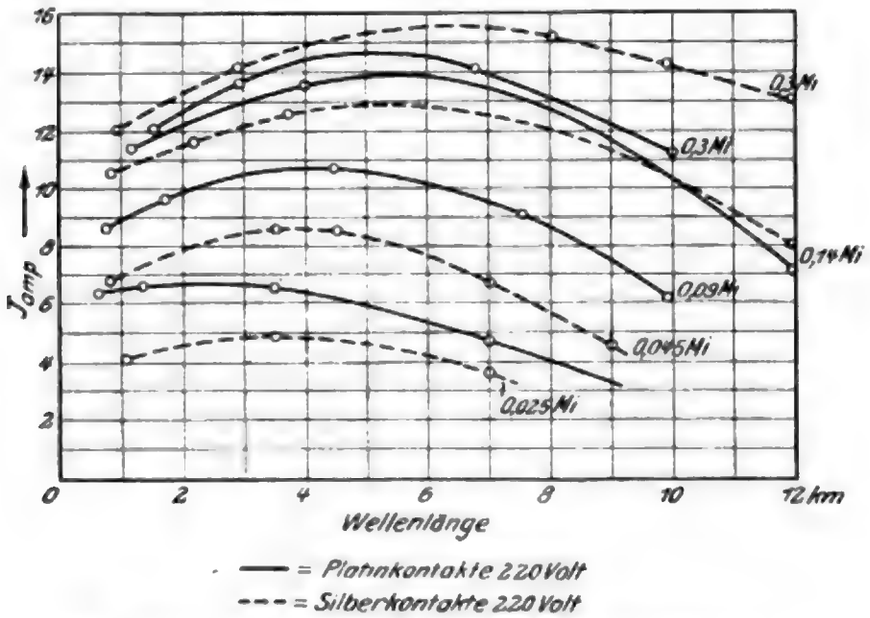


Abb. 132. Löschkurven für verschiedene Materialien etc.

1. Die Unterbrechungsstelle bei *a* muß eine tunlichst gute Löschwirkung besitzen, damit in dem Augenblick *n*, in welchem der Lichtbogenstrom Null ist, auch tatsächlich der Strom sofort abreißt und möglichst keine Ionisationserscheinung mehr vorhanden ist.

2. Die Wellenlänge des Schwingungskreises *a c d a* darf nicht zu kurz sein, denn je kürzer sie ist, desto kürzer ist auch die Zeit, welche für die Abkühlung der Elektroden, also für den Löschvorgang zur Verfügung steht. Man kann zeigen, daß ein Kondensator, der bei längeren Zuleitungen gut löscht, versagt, wenn man ihn direkt an die Schalterklemmen anlegt. Es kann infolgedessen vorteilhaft sein, sogar absichtlich eine lokalisierte Selbstinduktion *d* einzuschalten, so daß die Wellenlänge des Kreises *a c d* im Bereiche von einigen Kilometern liegt.

Digitized by Google

2. Die Einrichtung des Kollektors ist auf möglichste geringe mech. schädliche Wirkung der Fliehkraft zu prüfen. Die Segmente müssen so fest gegen die Welle angedrückt sein, daß sie bei allmählicher Steigerung der Tourenzahl keinen Hinabgleitbewegungen ergeben wollen. Möglichst schwach gehaltene Kontaktfedern sind zu verwenden.

Die verschiedenen Konstruktionsarten des Kollektors sind in Abschnitt 4 des vorerwähnten Vollständigen des Kollektors u. s. w. Stromwenders und Kapitels: Kollektorbürsten, Bürstenhalter und Bürstenstifte, sowie Bürstenbelastung, Bürstenreibung, Bürstenverschiebung, Bürstenfeuer, Bürstenfeuer, Bürstenfeuer

dem Glimmlichtoszillographen (Kapitel XII, S. 74) aufgenommen Photographie¹) zeigt eine Schwingungsgruppe, wie sie bei einem Funkenschlag auftritt. Die Abstände betragen 500, 250 und 125 Perioden in einer Sekunde.

Die photographischen Aufnahmen von Abb. 38a bzw. Abb. 38b wurden mit einem Braunschen Oszillographen gemacht, wie er in Kapitel XII, S. 73 beschrieben ist. Die Schwingungen registrierte Hagelin mit Hilfe eines magnetischen Indikators über von der Antenne ausgestrahlte im Zimmer stehen bleibende Funkenschwingungen (s. Abb. 39).

Abb. 38a. Vollständiges Schwingungsbild von der Antenne ausgestrahlter Funkenschwingungen.

Abb. 38b. Gleichzeitige Schwingungsgruppe, stärkere Funkenstrecke.

Es ergibt sich, daß man mit etwa 30—36 Funken pro Sekunde genarbeitet, wenn man Morsezeichen geben will. Bei Telephonie muß man mit einer Funkenfrequenz von mindestens 500 Funken in der Sekunde arbeiten.

In der Sekunde stehen so 20 Punkte (Strahlgeber, jeder Punkten entspricht einer Schwingungsperiode) zur Verfügung. Bei 500 Funken in der Sekunde

Abb. 39. Sinusmodulierte Funkenschwingungsgruppe.

kommen also 25 Schwingungsperioden auf einen Punkt. Bei 36 Funken in der Sekunde kommen auf einen Punkt 36 : 20 = 1,8 Schwingungsperioden. Die Zahl der Schwingungsperioden, die auf einen Punkt kommen, ist also

$$\text{Zahl der Schwingungsperioden auf einen Punkt} = \frac{\text{Funkenzahl in der Sekunde}}{20}$$

oder, in weiteren Worten, Schwingungsperiode mal Funkenzahl ist gleich Schwingungsperiode mal 20.

$$\text{Schwingungsperiode} \cdot \text{Funkenzahl} = 20$$

Durch diese Beziehung sind Schwingungsperiode und Funkenzahl voneinander abhängig. Je größer die Funkenzahl ist, desto größer ist die Schwingungsperiode, d. h. desto kleiner ist die Schwingungsfrequenz.

Diese Beziehung gilt nur für schwingende Wellenzüge. Wie Schwingungsperiode und Funkenzahl zusammenhängen, wenn

nähert. Da nun die Funkenstrecke direkt in der Antenne liegt, sind auch die von der Antenne ausgestrahlten Schwingungen stark gedämpft. Hieran wird auch nur wenig und jedenfalls prinzipiell nichts geändert, wenn man einen wenig gedämpften Luftleiter, wie z. B. eine Schirmantenne verwendet, da stets der in der Antenne bei einfachem Marconisender vorhandene Funkenwiderstand für die große Schwingungsdämpfung maßgebend ist. Im übrigen würde man bei Anordnung einer schwächer gedämpften Antenne den Gesamtwirkungsgrad der Station, für welchen der Strahlungswiderstand in erster Linie maßgebend ist, ganz unzulässig herabsetzen.

Da ein Rückströmen der Energie während der sehr kurzen Funkenübergangszeiten schon infolge des hohen Hochfrequenzwiderstandes der sekundären Induktorspule nicht stattfinden kann, werden, was nach obigem selbstverständlich ist, Schwingungskomplexe nur entsprechend der Speisestromunterbrechungszahl erzeugt. Daher ist die Schwingungsenergie bei n-Funken pro Sekunde

$$\mathfrak{E}_s = n \cdot \frac{C_a \cdot V^2}{2},$$

wobei C_a die Antennenkapazität als Schwingungskreiskapazität,

V den Effektivwert, der sinusartig mit der Zeit sich verändernden Spannung = Zündspannung der Funkenstrecke (Funkenpotential) =

$$\frac{V_{max}}{\sqrt{2}} = \sqrt{M\,(V_t)^2} \text{ ist.}$$

Setzt man den Wert für V_{max} ein, so erhält man:

$$\mathfrak{E}_s = n \cdot \frac{C_a \cdot V_{max}^2}{4}.$$

Die erzeugte Schwingungsenergie ist also um so größer,

je größer die Kapazität C_a der Antenne,
je höher die Funkenzahl n in der Sekunde,
je größer die Zündspannung V ist.

Bei dem einfachen Marconisender kommt man nun leider mit allen drei Faktoren bald zur Grenze.

Die Vergrößerung der Antennenkapazität ist nicht beliebig, selbst wenn man eine große Schirmantenne anwendet, ist dieses für die Schwingungsenergie nicht sehr wesentlich, da die Kapazitätssteigerung nie sehr hoch getrieben werden kann. Im übrigen stehen der guten Isolationsausführung der Antenne um so mehr Bedenken entgegen, je größer die Antenne ist, und um so mehr Isolatoren demgemäß gebraucht werden.

Die Funkenzahl kann bei der einfachen langen Funkenstrecke nicht beliebig ohne Anwendung besonderer Mittel (Anblasen, rotierende Funkenstreckenelektroden usw.) gesteigert werden. Es bleibt nach jedem Funken eine ionisierte Gasmenge zwischen den Elektroden zurück, welche bei zu großer Steigerung der Funkenzahl einen inaktiven Funken zur Folge hat, der seinerseits ein wirksames Aufladen der Antennenkapazität und damit der zu erzeugenden Schwingungen unmöglich macht.

Der letzte der 3 Faktoren, die Vergrößerung der Zündspannung V, bringt allerdings für die Steigerung der Schwingungsenergie sehr viel, da V^2 im Zähler vorkommt; man hat hier jedoch bald die Grenze erreicht, welche durch die Isolation der Funkenstrecke, insbesondere aber der Antennenleiter gegeben ist.

Als weiterer wesentlicher Nachteil kommt infolge der zu verlangenden Schwingungsenergie die sehr hohe Spannung der Einsatzamplituden der Schwingungen, also im Luftdraht als Schwingungskapazität in betracht, welche eine starke Beanspruchung der Antennenisolation zur Folge hat, wenngleich zu

beachten ist, daß infolge der relativ langen Pausen zwischen den einzelnen Schwingungskomplexen die Maximalbeanspruchung auch nur relativ selten auftritt. Die Bewältigung derselben bot insbesondere bei den damaligen beschränkten konstruktiven Hülfsmitteln große Schwierigkeiten. Die infolgedessen verständliche Anordnung mit zwei voneinander getrennten Funkenstrecken (Slaby-Arco) und mit Hochfrequenzaufladung der Antenne ist weiter unten gelegentlich Abb. 182, S. 193 behandelt.

β) Zwei verschiedene Arten der Antennenaufladung.

Es ergeben sich demgemäß bezüglich der Aufladung der Antenne und des folgenden Entladungsvorganges zwei voneinander verschiedene Fälle.

Ladet man die Antenne mittels des Induktors mit langsamer Frequenz (bis zu etwa 50 Funken in der Sekunde), so muß auf eine vorzügliche Isolation besonderer Wert gelegt werden, was namentlich in den ersten Anfängen der drahtlosen Telegraphie besonders schwierig war, da überhaupt weder gute Isolatoren noch zweckmäßige Apparatekonstruktionen zur Verfügung standen.

Der zweite Weg ist die Aufladung der Antenne mit Hochfrequenz mittels des Tesla-Transformators, wobei die Entladungsform wieder dieselbe ist. Hier kommt es auf die Güte der Antennen- und Durchführungsisolatoren nicht in dem Maße an, da die Aufladezeit kurz sein kann und infolgedessen der Energieverlust auch nur kurze Zeit auftritt.

Zahlenbeispiel: Es sei

$C_a = 260$ cm (ein 70 m hochgeführter Draht),
$n = 30$ Funken pro Sekunde,
$V = 40000$ Volt (entspr. 15 mm Funkenstreckenelektrodenentfernung).

Alsdann ist $\mathfrak{E}_s = n \cdot \frac{C_a \cdot V^2}{2} = 30 \cdot \frac{26 \cdot 40000^2}{2 \cdot 9 \cdot 10^{11}} = 6{,}93$ Watt. Hingegen besitzt die maximale Strom- und Spannungsamplitude sehr erhebliche Werte.

Es ist $V_{max.} = V \cdot \sqrt{2} = 40000 \cdot 1{,}41 = 56400$ Volt und bei $\lambda = 300$ m, also $2\pi\nu = 6{,}28 \cdot 10^6$ ist.

$$J = V \cdot 2\pi\nu \cdot C_a = 40000 \cdot 6{,}28 \cdot 10^6 \cdot 2{,}89 \cdot 10^{10} = 76 \text{ Ampere}$$

also $J_{max.} = J \cdot \sqrt{2} = 76 \cdot 1{,}41 = 103$ Ampere.

γ) Steigerung der Funkenzahl durch Stimmgabelunterbrecher.

Selbst bis in die neueste Zeit hinein (1914) ist versucht worden, die direkt in die Antenne geschaltete Funkenstreckenanordnung (direkter Marconisender) zu verbessern und zwar nach der Richtung hin, daß die Unterbrechungszahl bei sehr kleinen Energiemengen so gesteigert wurde, daß ein musikalischer Empfangston im Empfänger erzielt wird. Dieses ist H. Magunna (1914) dadurch gelungen, daß er die Unterbrechungszahl des Speisegleichstromes des Transformators sehr regelmäßig gestaltete und in das akustisch hörbare Gebiet von etwa 600 Unterbrechungen hineinverlegte. Dieses gelang mit dem Stimmgabelunterbrecher (siehe II, Abb. 775, S. 9), welcher regelmäßige Unterbrechungen und sehr häufige Funkeneinsätze ermöglicht. Selbstverständlich kann es sich hierbei überhaupt nur um die Unterbrechung sehr kleiner Energiemengen handeln, da sonst sofort eine Ionisierung der Funkenstrecke eintritt, wodurch der Funken inaktiv wird und die Regelmäßigkeit der häufigen Funkeneinsätze verloren geht.

δ) Wellenvariation und Betriebsgesichtspunkte.

Kurze Wellen, welche auch kontinuierlich sofort verändert werden können, sind beim einfachen Marconisender ohne Schwierigkeit herstellbar. Es sind hierfür im wesentlichen nur die Antennenisolatoren maßgebend.

Die Herstellung größerer Wellen durch Benutzung großer Selbstinduktionsspulen wird im allgemeinen Schwierigkeiten bieten, indem die durch die erforderlichen großen Spulen bewirkte Entladezeit zu groß werden kann, die Stromstärke in der Funkenstrecke infolgedessen zu gering und daher der Funkenwiderstand zu groß wird. Wesentlich ist es aber gerade beim einfachen Marconisender, daß ein möglichst großer Strom und ein kleiner Funkenwiderstand vorhanden ist.

Im übrigen läßt sich eine kontinuierliche Wellenvariation ohne weiteres herstellen, und es ist als Vorteil hervorzuheben, daß der Sender vollkommen einwellig strahlt.

Der Empfang ist im allgemeinen nicht tönend, da die Funkenzahl meist nur gering ist. Bei Benutzung eines Stimmgabelunterbrechers kann bei sehr kleinen Senderenergien die Funkenzahl auf ca. 600 pro Sekunde gesteigert werden.

Die Antennenenergie ist begrenzt wegen der relativen kleinen Kapazität.

Verwendet man eine der heute noch üblichen Schirmantennen, werden selbstverständlich die Verhältnisse bezüglich größerer Wellen und größerer Antennenenergien sofort günstiger.

Trotz der erwähnten Nachteile können einfache Funkensender auch heute noch, insbesondere für kleine und billige Stationen, welche von wenig geschultem Personal bedient werden sollen, wegen der großen Einfachheit ihrer Konstruktion, Bedienung und Reparatur in betracht kommen.

Auch ist zu berücksichtigen, daß die Stromquelle bei kleinen Stationen sehr primitiv sein kann; man kann Trockenelemente oder Akkumulatoren benutzen und relativ recht gute Reichweiten erzielen. Günstig ist in dieser Hinsicht die hohe Maximaleinsatzamplitude der Schwingungs-komplexe.

b) Der gekoppelte Funkensender.

α) Steigerung der Antennenenergie (Reichweite) und Erhöhung der Resonanzfähigkeit beim gekoppelten Funkensender.

Eine wesentliche Verbesserung war etwa um 1897/98 der gekoppelte Sender (siehe Abb. 138) mit geschlossenem Schwingungskreis (Lodge, Braun, Marconi, Slaby), in welchem die Energie infolge der großen, im geschlossenen Schwingungskreise möglichen Kapazität (Leydener Flaschen) angesammelt und dann erst auf den Luftleiter zur Ausstrahlung übertragen wird.

Hierdurch war es sofort und ohne weiteres möglich:

1. Die Senderschwingungsenergie zu steigern und somit die Reichweite zu erhöhen.

Zahlenbeispiel: Es sei

C_s = Kapazität des geschlossenen Schwingungskreises = 15000 cm,
V = 40000 Volt,
n = 30 Funken pro Sekunde

dann ist:

$$\mathfrak{E}_s = n \cdot \frac{C_s \cdot V^2}{2} = 30 \cdot \frac{15000 \cdot 40000^2}{2 \cdot 9 \cdot 10^{11}} = 400 \text{ Watt.}$$

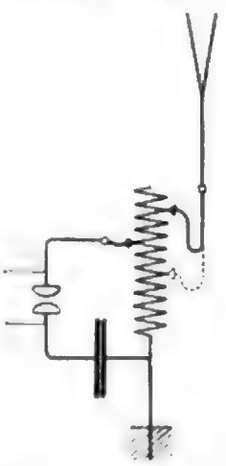


Abb. 138. Prinzip des gekoppelten Funkensenders. Spartransformatorschaltung.

Man sieht, daß die Größenanordnung dieses Wertes für $\mathfrak{E}_s$ etwa hundertmal so groß ist als die Schwingungsenergie beim einfachen Marconisender, wobei allerdings zu beachten ist, daß ein nicht geringer Betrag hiervon in der Funkenstrecke und in anderen Widerständen nutzlos verbraucht werden, also für die eigentliche Antennenstrahlung nicht in betracht kommen kann. Ferner aber kommt noch hinzu, daß der Sender zweiwellig strahlt, und daß man nur die Energie der einen Welle mittels der meisten Empfänger ausnutzen kann.

Digitized by Google

2. Die Dämpfung der ausgesandten Schwingungen zu vermindern und hierdurch die Resonanzfähigkeit des Empfängers zu erhöhen dadurch, daß der geschlossene Schwingungskreis nunmehr schwächer gedämpft ist als die Antenne.

Die Art der Kopplung spielt hierbei keine wesentliche Rolle. Sie kann induktiv, direkt oder elektrostatisch sein. Zuweilen wurde allerdings, um eine genügend feste Kopplung (ca. 5%—12%) zu erzielen, was nicht ganz einfach ist, wenn ein gradliniger Antennendraht mit großer Eigenselbstinduktion vorhanden ist, die induktive Kopplung benutzt, und zwar vorwiegend in kombinierter Schaltung, entsprechend Abb. 139. Es mußte allerdings darauf geachtet werden, daß bei der kombinierten Transformatorschaltung die Kopplung nicht allzu fest wird. Beim Spartransformator wird im übrigen der weitere Vorteil erzielt, daß die sonst nicht ganz einfach durchzuführende Isolation auf Hochfrequenz des geschlossenen Kreises gegen die Antenne vermieden ist.

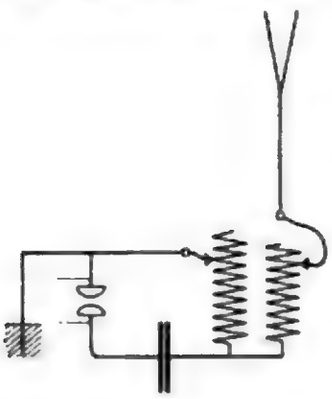


Abb. 139. Kombinierte Transformatorschaltung.

Selbstverständlich ist, wie bei allen gekoppelten Systemen, auch hier die Forderung vorhanden, daß zunächst der geschlossene Kreis für sich abgestimmt und die Antenne in sich abgestimmt wird. Nachdem also die Kopplung erfolgt ist, muß selbstverständlich auch insbesondere bei Festermachen der Kopplung eine Nachstimmung der beiden Kreise stattfinden.

Freilich gelang es nicht gegenüber dem einfachen Marconisender, die Funkenzahl wesentlich zu steigern, so daß höchstens ein ganz tiefer brummender Ton im Empfangstelephon erzielt werden konnte. Dies hat in derselben Erscheinung seinen Grund wie beim einfachen Marconisender: nachdem der Funken übergegangen ist, verschwindet die Leitfähigkeit in der Funkenstrecke nicht sofort, es sind vielmehr noch eine Anzahl leitender Ionen zwischen den Funkenstreckenelektroden vorhanden. Infolgedessen bleibt die Funkenstrecke noch über den Funkenübergang hinaus während einer gewissen Zeitspanne gemäß der Lichtbogenhysteresis leitend.

Diejenigen Mittel, welche beim einfachen Marconisender eine Verbesserung der Funkenstreckenwirkung hervorbringen (Anblasen, rotierende Funkenstreckenelektroden usw.) sind beim gekoppelten Funkensender besonders vorteilhaft anwendbar, um die noch zu besprechende, sehr unangenehme Schwebungserscheinung nach Möglichkeit zu vermeiden.

β) Wirkung der Funkenstrecke, Schwebungserzeugung, Zweiwelligkeit des Senders, Abstimmung des Empfängers auf eine der beiden Kopplungswellen.

Die Funkenstrecke wirkt infolge der relativ lange anhaltenden Gasionisation zwischen den Elektroden bei gekoppelten Systemen nicht einfach wie ein Stromschlüssel gemäß dem alten Marconisender, sondern es pendelt vielmehr die Energie bei fester Kopplung, welche schon mit Rücksicht auf die größere Stromamplitude und den besseren Wirkungsgrad günstiger ist, aus dem offenen Schwingungskreis (Antenne), wohin sie vomgeschlossenen Schwingungskreis übertragen war, wieder auf diesen zurück, und das Spiel wiederholt sich so lange, als die Funkenstrecke leitend bleibt und die Schwingungsenergie sich nicht in Wärmeenergie in der Funkenstrecke und den Leitern, sowie der Strahlung umgesetzt hat.

Dieser Zustand des Leitendbleibens der Funkenstrecke infolge von Gasionisation wird aber noch dadurch unterstützt, daß im Moment des ersten Schwebungsminimums (siehe eines der unten stehenden Oszillogramme Abb. 141—143) im Primärsystem, wobei also im Sekundärsystem die Amplitude ein Maximum

Digitized by Google

ist, zwischen den Elektroden der Funkenstrecke eine Spannung hervorgerufen wird. Während dieses ganzen Zeitraumes, während dessen die Energie vom geschlossenen Schwingungskreis auf den offenen Kreis und zurück hin und herpendelt, sind die beiden Schwingungssysteme, das geschlossene und das offene Schwingungssystem, miteinander gekoppelt, und es entsteht der Nachteil, der sich namentlich bei sehr fester Kopplung besonders störend bemerkbar macht, daß nicht eine einzige Welle vom Luftdraht ausgestrahlt wird, sondern vielmehr zwei Wellen.

Der große Vorteil der einwelligen Antennenstrahlung des einfachen Marconisenders ist also beim gekoppelten Funkensender verloren gegangen, und man hat bei genügend fester Kopplung, die aus Energiegründen stets anzuwenden ist, eine zweiwellige Antennenstrahlung.

Nimmt man mit einem Wellenmesser und Hitzdrahtinstrument die Resonanzkurve auf, so erhält man die beiden Kopplungsmaxima (λ_1 bzw. ν_1 und λ_2 bzw. ν_2) (z. B. Abb. 140 entsprechend). Die eine Kopplungswelle ist hierbei größer, die andere kleiner als der eigentlichen Grundwelle für das nicht gekoppelte System entsprechen würde.

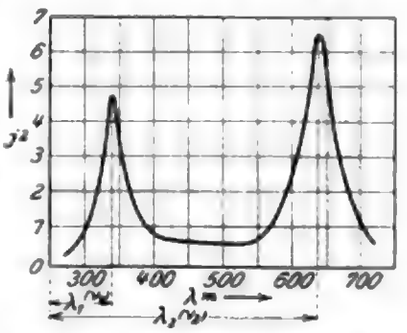


Abb. 140. Zwei Maxima des gekoppelten Funkensenders.

Um die volle Energie auszunützen, müßte man den Empfänger auf diese beiden Wellen abstimmen. Da man wohl stets dies praktisch wegen Dämpfung und Störungsfreiheit nicht kann — eine Möglichkeit würde allerdings darin bestehen, daß man eine Schaltung für Mehrfachempfang anwendet (siehe S. 486 und insbesondere S. 524 ff.) und die beiden getrennten Detektorkreise miteinander kombiniert, unter Anwendung eines Doppelkopftelephons, bei welchem die eine Hörmuschel mit dem einen Empfangskreise, die andere Muschel mit dem anderen Kreise verbunden ist — geht Energie verloren, und es ist außerdem noch die Betriebsunsicherheit vorhanden, daß man nicht sofort beim Empfang weiß, auf welche der beiden Wellen der Empfänger abzustimmen ist.

Von den auftretenden beiden Schwingungen besitzt die höherfrequente Schwingung, also die mit der kleineren Wellenlänge, sowohl die größere Stromamplitude im Strombauch (J. Zenneck) als auch die günstigere Stromverteilung auf der Antenne. Infolgedessen wird zweckmäßig meist der Empfänger auf diese kleinere Wellenlänge abgestimmt.

Der auftretende Schwingungsvorgang, welcher gemäß dem analogen akustischen Vorgang „elektrische Schwebung" genannt wird, in zwei fest miteinander gekoppelten Systemen, ist unter Benutzung niedriger Periodenzahlen in den Oszillographenaufnahmen der Abb. 141 und 142 dargestellt, und zwar zeigt Abb. 141 eine Aufnahme für eine nicht anormal feste Kopplung, Abb. 142 eine solche bei sehr fester Kopplung. Aus letzter Abbildung ist deutlich zu ersehen, daß die Energie viermal zwischen dem geschlossenen und offenen System hin und her pendelt, bevor sie ihren Nullwert erreicht hat.

Ferner ist aus diesen beiden Abbildungen, sowie aus der Glimmlichtoszillographenaufnahme (H. Diesselhorst) Abb. 143, in welcher oben die Primärkreis-, unten die Sekundärkreisschwingungen bei fester Kopplung (ungefähr 20%) ersichtlich sind, deutlich die Energiewanderung von dem einen System in das andere und zurück zu erkennen, in welcher Weise die Energie beim Überwandern in das andere System sich allmählich hochschaukelt und dann wieder, entsprechend der bei der Übertragung auftretenden Dämpfung, abnimmt.

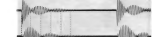


Abb. 141. Stelle umgestellt beim Kuppelpflug.

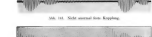


Abb. 142. Stelle beim Kuppelpflug.

Allerdings ist es möglich, durch sehr kurz gehaltene Kuppelstangen und durch sehr weit nach innen gezogene Stellen der Arbeitsbreiten zwischen beiden durch aufeinanderfolgende Arbeitsgänge einen Einklang zu erzielen, wie er bei Kuhn im Abwechslungsgang, Bajohr, den Betriebsunterbrechungen und damit den Verbindungsstellen, Bauer, Bodenunebenheiten, Steinen und dergleichen genau abgestimmt sein. Die Einpflugung der ungewendeten Verbindungsgare entspricht also der Einpflugung beim Abwechslungsgang. Die gleichgute Kuppelung und Bauer und den Hauptfurgar kann nur durch die Vermehr gefunden werden, daß man die Kuppelstangen kürzer macht, als sie sind gezeichnet. Ist der Kuppelungsgarst zuerst vorhanden, also auch bei Kuhn, so ist die Einpflugung des Hauptfurgars bei kurzer gehaltener Kuppelstange. Ist der Hauptfurgar zuerst vorhanden, so ist die Einpflugung des Kuppelungsgarstes gleichgut, wenn die Kuppelstangen kürzer gehalten werden, als sie eingezeichnet sind. Es ist also gleichgut Einpflugung, ob bei Kuhn, Bajohr, Bauer und den Abwechslungsgängen mit Verbindungsstellen, Steinen und dergleichen.

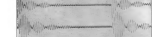


Abb. 143. Überlappen des Pflanz- und Arbeitsbreitenstreifens.

Einpflugung ist dem Arbeitsgang eigentümlich, wenn die Arbeitsbreitenstreifen so gestaltet sind, daß sie sich überlappen. Dann ist der Arbeitsgang gleichgut Einklang, wenn auch nicht gleichgut Einpflugung.

γ) Induktorresonanz (Resonanzinduktor).

Bisher war angenommen worden, daß bei Speisung des Transformators mit Wechselstrom pro Wechsel der Stromkurve ein Funken in der Funkenstrecke übergehen sollte. Bei Verwendung von 50periodigem Wechselstrom waren also entsprechend den 100 Maschinenwechseln 100 Funken vorhanden.

Dieses war insofern sehr nachteilig, als bei einer derartigen nicht angeblasenen, lange Zeit nicht in Ruhe gewesenen Funkenstrecke und dieser relativ sehr großen Funkenzahl die Funkenstrecke ionisiert blieb, also somit der Ausbildung von Kopplungsschwingungen ein direkter Vorschub geleistet wurde, und die Spannungsamplituden verhältnismäßig nur gering waren. Große Energien und erhebliche Reichweiten konnten mit derartigen Sendern infolgedessen nicht erzielt werden.

Im übrigen war stets die Gefahr vorhanden, daß die Entionisationszeit so lang wurde, daß der Funken direkt den Charakter eines Lichtbogens annahm. Infolgedessen sind alle jene Versuche und Anordnungen verständlich, welche darauf hinzielten, den sogenannten „aktiven Funken" für den Betrieb zu sichern (siehe z. B. die Anordnung unter Verwendung mehrerer Funkenstrecken, die mit ihren Abstimmitteln in Serie geschaltet sind, von J. A. Fleming, Abb. 184, S. 194).

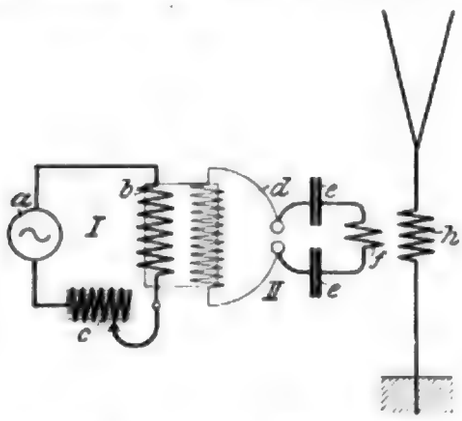


Abb. 144. Typische Schaltung zur Erzielung der Induktorresonanz.

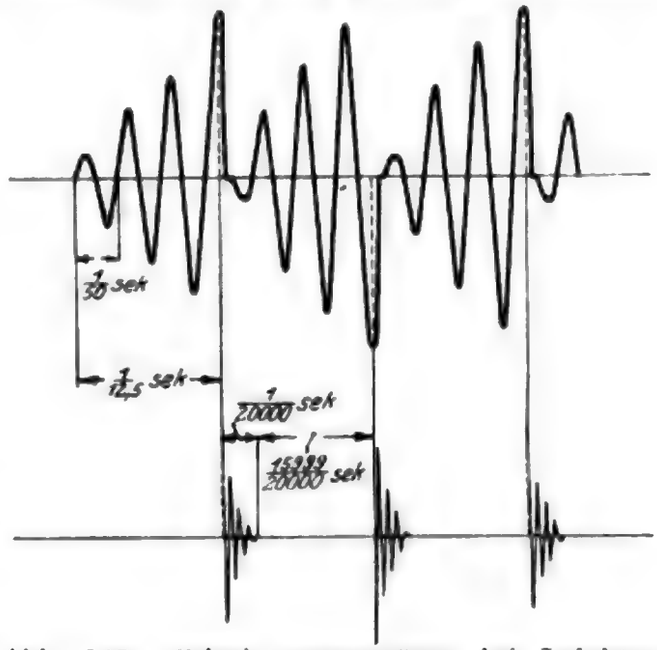


Abb. 145. Schwingungsvorgänge bei Induktorresonanz.

Es war daher als ein wesentlicher Fortschritt anzusehen, als es durch eine sehr einfache Maßnahme gelang, die Funkenzahl so zu beschränken, daß nur etwa bei jedem dritten bis fünften Maschinenwechsel ein Funke überging. Dieses wurde ermöglicht durch die „Resonanzinduktorschaltung" oder richtiger durch die „Induktorresonanz" (N. Tesla, Telefunken, G. Seibt) (siehe auch I, S. 146 ff.). Die Schaltung hierzu zeigt Abb. 144. Die Schwingungen, welche auf diese Weise erzeugt werden konnten, sind schematisch in Abb. 145 wiedergegeben. (Siehe auch Abb. 124, S. 146 ff.)

Die Anordnung ist dadurch gekennzeichnet, daß der aus Wechselstrommaschine *a*, Primärspule des Induktors *b* und einer Drosselspule *c*, welche um den jeweiligen günstigsten Kopplungsgrad herzustellen, einregulierbar sein muß (Variation der Windungszahl, Verschiebung des Eisenkernes in der Spule bzw. allgemein: Veränderung der Kraftlinienzahl), bestehende Kreis I sich in Resonanz befindet mit dem aus Sekundärspule *d* des Induktors, Schwingungskapazität *e* und Schwingungsselbstinduktion *f*, welche gleichzeitig zur Kopplung mit der Antenne *h* dient, gebildeten Schwingungskreis II.

Digitized by Google

Diese elektrischen Größen können nun in einfachster Weise so abgeglichen werden, daß nicht bei jedem Wechsel ein Funken einsetzt, sondern daß vielmehr die Strom- bzw. Spannungskurve der Wechselstrommaschine (oben in Abb. 145) sich allmählich aufschaukelt, und daß z. B., wie in der Abbildung dargestellt, bei jedem vierten Wechsel der Funkenübergang (unten in Abb. 145) in der Funkenstrecke stattfindet. Wenn die Wechselstrommaschine 100 Wechsel in der Sekunde liefert, so erhält man auf diese Weise 25 Funken im Funkenstreckenkreise, deren Amplitude und Energie ungleich größer ist als diejenige, welche z. B. mit 100 Funken jedem Maschinenwechsel entsprechend erzeugt würde. Die in der Abbildung eingetragenen Dimensionen gelten für eine Funkenentladung von 5 Schwingungen und eine Welle von 1500 m.

δ) Neuere gekoppelte Funkensender mit niedriger Funkenzahl. Allgemeine Betriebseigenschaften der gekoppelten Funkensender.

Bei neueren Sendern für seltene Funken („Knarrfunken"), wie z. B. dem großen Funkensender der Eiffelturmstation, wendet man, um die Abnutzung zu vermindern und den Funkenraum zwischen den Elektroden besser zu entionisieren, gegeneinander bewegte Elektroden an, z. B. eine halbgängige flache, durch einen Elektromotor gedrehte Kupferspirale und radial davor ein horizontales flaches Kupferblech, vom Drehpunkt aus einseitig derart gelagert, daß die Vorderseite der Spirale sich in einem Abstand von etwa 20 cm von der Blechkante vorbeibewegt. Der Funke wandert durch die rasche Drehung von der vertikalen Blechkante zur anderen, um beim Aufhören der Spirale abzureißen.

Ein weiteres Mittel, um derartige Funkenstrecken zu verbessern, besteht darin, Luft in den Funkenraum hineinzublasen und auf diese Weise zu kühlen und zu entionisieren.

Selbstverständlich sind, was einen nicht unerheblichen Nachteil darstellt, derartige Sender trotz aller angewandter Verbesserungen infolge der langen Funkenstreckenionisationszeiten zweiwellig.

Im allgemeinen ist der Empfang nicht tönend, da die Funkenzahl zu niedrig ist. Das Geräusch im Empfangstelephon ist ein kratzendes, knarrendes, das sich von atmosphärischen Störungen häufig kaum unterscheiden läßt. Für die Tropen sind demnach solche Sender nur schlecht verwendbar.

Bei gegebener Antennenenergie sind die Einsatzamplituden der Spannung um ein Vielfaches höher als bei ungedämpften Schwingungen. Hierauf ist bei der Antennenisolation und Apparatekonstruktion Rücksicht zu nehmen. Die Herstellung sehr großer Wellenlängen bietet daher bezüglich der Apparatekonstruktion Schwierigkeiten, welche zwar heute lösbar sind, es aber um 1900, der Entstehungs- und Hauptanwendungszeit, noch nicht waren.

Eine rasche und kontinuierliche Wellenvariation ist möglich.

Infolge des vorhandenen geschlossenen Schwingungskreises kann die Energie und damit die Reichweite insbesondere gegenüber dem einfachen Marconisender ganz wesentlich gesteigert werden. Als günstig hierfür kommt noch die hohe Spannungsamplitude der ausgestrahlten Schwingungen inbetracht. Dadurch daß die Funkenstrecke nur im geschlossenen Schwingungskreise liegt, kann nicht nur die durch sie bewirkte Dämpfung verhältnismäßig niedrig gehalten werden, sondern es wird hierdurch auch die Dämpfung der ausgestrahlten Schwingungen reduziert und hiermit die Abstimmfähigkeit für den Empfänger verbessert.

Das Vorhandensein des Kopplungstransformators mit beliebig einregulierbarer Kopplung bietet die bequeme Möglichkeit, den geschlossenen Kreis der Antenne auch bezüglich der anzuwendenden Spannungen anzupassen.

Digitized by Google

Daß ferner die Energie bis zu der vielleicht heute höchsten Grenze gesteigert werden kann, zeigt der Marconisender mit rasch rotierenden Elektroden (siehe unten S. 186. Abb. 175).

Daß die Antennenisolation sehr hoch beansprucht wird, wurde schon erwähnt. Nachzutragen ist noch, daß die Antenne nicht die volle Maximalamplitude des geschlossenen Schwingungskreises erhält, da sich in ihr die Energie erst aufschaukeln muß. Im übrigen sind ja bei 30—60 Funken in der Sekunde die schwingungslosen Zeiten, in denen die Isolation gar nicht beansprucht wird, recht erheblich. Die Maximalbeanspruchungszeit entspricht ja nur der Funkenzahl.

Wenn die gekoppelten Funkensender heute kaum noch angewendet werden, so liegt dies außer den geschilderten Nachteilen der Zweiwelligkeit, der Unmöglichkeit, einen hohen Ton zu erhalten usw., auch noch daran, daß ihr Aufbau und die erforderliche Stromquelle schon für mittlere Entfernungen nicht mehr einfach genug sind.

c) Partialfunkensender.

a) Auftreten von Partialentladungen.

Der Ausdruck „Partialfunken" kennzeichnet den Zustand, daß die Entladung nicht in einem Stoße, sondern vielmehr in mehreren aufeinanderfolgenden Entladungsvorgängen unterteilt vor sich geht.

Bei den bisher betrachteten Funkensendern erfolgte, abgesehen von der Induktorresonanz mit Aufschaukelung, bei jeder Unterbrechung des Primärstromes bzw. bei jedem Wechsel der Stromkurve ein Funkenübergang. Sobald jedoch pro Unterbrechung bzw. pro Wechsel mehrere Entladungen stattfinden, hat man Partialfunken, auf welche bereits P. J. Rieß (1849) hingewiesen hat. Letzteres ist z. B. dann der Fall, wenn der Primärstrom genügend groß ist, oder wenn bei entsprechender Bemessung der in die Zuleitung geschalteten Wechselstromwiderstände (Drosselspulen) die Funkeneinsatzspannung hinreichend klein ist.

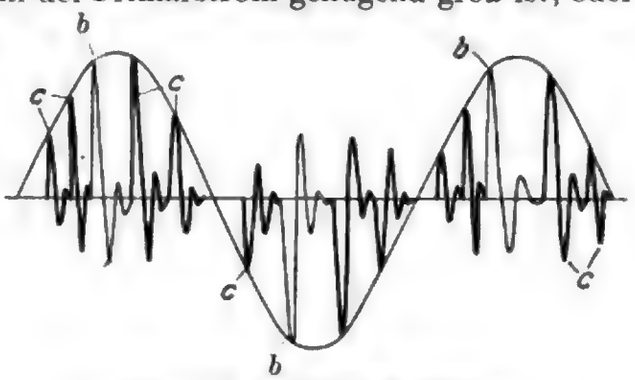


Abb. 146. Partialentladungen.

Partialentladungen, sowie die Wechselstromkurve des den Induktor speisenden Stromes sind in Abb. 146 schematisch dargestellt. Sobald eine bestimmte Potentialdifferenz an den Klemmen des Induktors erreicht ist (z. B. Punkte *b* der Kurve), findet, wenn diese genügend groß ist, je ein Funkenübergang in der Entladestrecke statt. Hat man jedoch die Funkenstrecke auf einen kleineren Abstand eingestellt, oder arbeitet man mit gewissen Metalldampflampen, so ist die Funkeneinsatzspannung geringer, es geht mithin die erste Entladung schon früher vor sich (erste Punkte *c* der Kurve), und man erhält nun, da die Energie aus der Wechselstrommaschine durch die vorgeschaltete Drosselspule zeitlich begrenzt nachströmt, solange die Funkenspannung ausreicht, mehrere aufeinander folgende Entladungen, sogenannte „Partialentladungen". Diese können bei kleinen Funkenstrecken, also niedriger Zündspannung und durch eine richtig dimensionierte, vor den Induktor geschaltete Drosselspule herbeigeführt werden. Hat man diese Drosselspule nicht vorgeschaltet oder nicht richtig gewählt, so strömt dauernd Energie nach, der Funken geht in einen inaktiven Lichtbogenvorgang über, und erst in dem Moment, wo der Lichtbogen erlischt, wird ein Schwingungskomplex erzeugt, dessen Amplituden infolge der vorhandenen Ionisation selbstverständlich nur sehr gering sein können.

Man hat also bei dieser Anordnung mit kleiner Funkenstrecke, deren Elektroden aus „non arcing metals" (z. B. Aluminium, Zink) bestehen sollen und mit richtig abgeglichener Vorschaltdrossel den Vorteil, die Anzahl der Entladungen sehr steigern zu können — es sind z. B. von G. Majorana (1904/05) 10 000 Funken in der Sekunde erzielt worden — und somit den Abstand zwischen den Funken- und Schwingungskomplexen sehr zu vermindern; hingegen finden leicht Unregelmäßigkeiten beim Funkenübergang statt, so daß die Abstände zwischen den einzelnen Komplexen und deren Amplituden verschieden groß ausfallen.

β) Partialentladungen bei rechteckiger Speisestromkurve.

Man erhält nach einem Vorschlag von A. Blondel (1902) regelmäßigere und häufigere Partialfunken, wenn man einen Wechselstrom möglichst rechteckiger Kurvenform (Abb. 147) wählt, da hierbei wegen des raschen Anstieges der abgeflachten Kurve mehr Entladungen aufeinander folgen können als bei einer spitzen Wechselstromkurve.

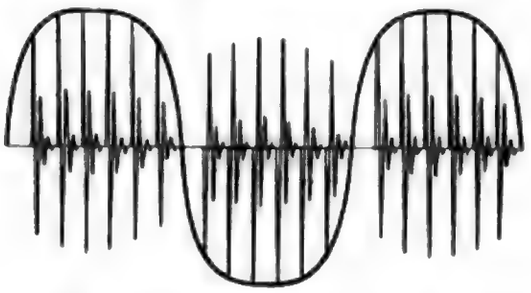


Abb. 147. Regelmäßige Partialentladungen bei rechteckiger Speisestromkurve.

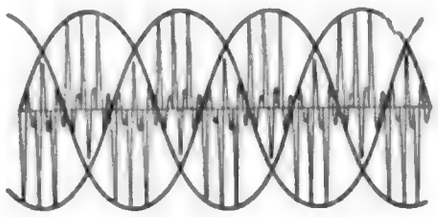


Abb. 148. Rasche Aufeinanderfolge von Partialentladungsgruppen bei Drehstrom.

γ) Partialentladungen bei Drehstrom als Speisestrom.

Ein anderer Vorschlag von S. Eisenstein (1905) geht dahin, mehrphasigen Wechselstrom, insbesondere Drehstrom für die Speisung des Induktors zu verwenden.

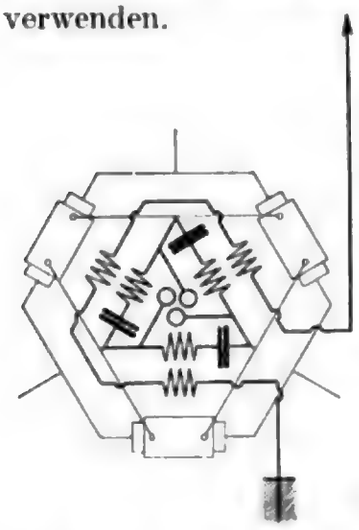


Abb. 149. Drehstromschaltung zur Erzeugung regelmäßiger Partialentladungen.

Man kann auf diese Weise, wie die schematische Abb. 148 zeigt, verhältnismäßig rasch aufeinander folgende Schwingungskomplexe erhalten, und vor allem sind hierbei noch besser als mittels der Blondelschen Rechteckkurve die Pausen zwischen den Maschinenwechseln überlappt. Immerhin sind auch hierbei die Abstände zwischen den einzelnen Entladungsvorgängen noch relativ recht groß und weit größer, als dies in der Abbildung angedeutet werden konnte. Auch kann hier ohne weiteres der Fall eintreten, daß die Schwingungskomplexe sich ganz oder teilweise decken und, wenn sie nicht in richtiger Phase einsetzen, sich gegenseitig stören, bzw. vernichten.

Von den mehreren möglichen Schaltungen für Drehstrom ist in Abb. 149 nur diejenige skizziert, bei welcher unter Benutzung einer Antenne und einer Drehstromfunkenstrecke Dreieckschaltung vorgesehen ist. Jeder der drei Kreise besitzt dieselbe Frequenz, in allen haben die Schwingungen dieselbe Intensität. Die von der Antenne ausgestrahlten Schwingungen sind also stets von derselben Frequenz, und man erhält somit einen nahezu dauernd strahlenden Funkensender.

Zeit für eine Abstempelung gilt in übrigen bezüglich der Absicht der Schuldverschreibungsgläubiger unmaßgeblich und daher auch hier, wie Zahlungsfrist das oben Ausgeführte.

d. Partialschuldgut mittels Sparkassenbuchpapier.

Neben zum Partialschuldgut als solchem gehörigen Sparkassenbüchern schließt **§ 23.** auch zum Sparkassenbuchpapier, welche als bester mit Inhaberpapieren gleichgestellt werden. Vgl. Reichsgesetz vom 21. Juni 1869 (BGBl. S. 242) Art. 306 Nr. 11 Ziffer 3 (Wechsel als Inhaberpapiere). Bücher rasch entkräftend wird aber nicht sehr viel bedeuten. Einzahlungsscheine genießen nicht solchen Schutz, wie Sparkassenbücher, Sparkassenbücher nicht solchen Schutz, Schlüssig, wo daß sofort von Gesetz die Pauses erscheint den erwähnten Schutzgegenständen können gehaltene wenden können als bei gewöhnlichen Schuldverschreibungen. Vgl. Reichsgesetz vom 21. Juni 1869 (BGBl. S. 242) Art. 306 Nr. 11 Ziffer 3 (Wechsel als Inhaberpapiere).

Sparkassenbücher können auch Schuldverschreibungsurkunden vor dem 1900 Teil 3 Abteilung. Sie können auch Schuldverschreibungsurkunden vor dem Schuldverschreibungsurkunden. Sie können zu ausgeführten Schuldverschreibungsurkunden gegen Schuldverschreibungsurkunden beide stehen, nehmen in stets dem

Abb. 126. Partialschuldgut mit Sparkassenbuchpapier.

Umgang von Rechtsverhältnissen Wertbeständen für die spätere Inhaber Schuldverschreibungen.

Die Rechtsf eher auch dieser Betrieb ist, daß die Schuldverschreibungsurkunden Schuldverschreibungsurkunden, Schuldverschreibungsurkunden, Schuldverschreibungsurkunden,

herzustellen, welche aus einem feuerfesten Material, bzw. direkt aus Stahl angefertigt sind, bei denen (H. Schäfer) der Gleichrichterraum aus gewalzten Stahlzylindern mit eingeschweißten Böden besteht und die Durchführungen durch diese in sehr sinnreicher Weise mit Quecksilber abgedichtet sind, welche ein hohes Vakuum im Innern der Zylinder gewährleisten (ca. 0,02 mm Hg), hätte durch deren Verwendung die Methode der Partialentladungen besondere Aussicht auf Erfolg. Mit Rücksicht aber auf die jetzt zur Verfügung stehenden, in jeder Beziehung sehr viel besseren und zum Teil auch einfacheren Methoden (z. B. Stoßfunkensender) kann eine derartige Herstellung und Benutzung von Partialentladungen heute wohl als erledigt angesehen werden.

d) Die Stoßsender (Schwebungsstoßerregung).

a) Ältere Senderanordnungen, um Stoßschwingungen zu erzeugen.

Infolge der schon frühzeitig klar erkannten Mängel der geringen möglichen Funkenzahl, der Zweiwelligkeit, der Energiebeschränkung des Senders und nicht ausreichenden Resonanzfähigkeit der Schwingungen für den Empfänger versuchte man etwa seit 1898, die Energie bereits stoßweise auf das ausstrahlende System zu übertragen (Thomson, Tesla, Hewitt, Stone-Stone, Lodge, Eichhorn, Brandes-Hahnemann u. a.).

Stoßimpulsanordnung von O. Lodge. Die erste Sendeanordnung, welche Stoßschwingungen benutzt, und zwar direkt für drahtlose Telegraphie, rührt offenbar von O. Lodge (1898) her. In seinem diesbezüglichen amerikanischen Patent beschreibt Lodge die Aufladung des Luftleitergebildes (Abb 151) mittels Stoßentladung (impulsive rushes) wie folgt:

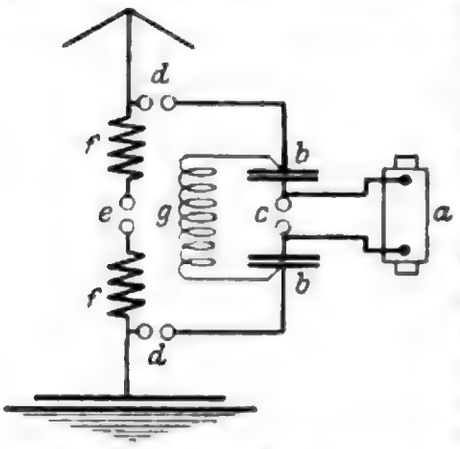


Abb. 151. Stoßimpulsanordnung von O. Lodge.

Der Induktor *a* ladet die Kondensatoren *b*, deren Außenbelege durch eine Selbstinduktionsspule *g* von hohem Widerstand verbunden sind, bis in der Anlaßfunkenstrecke *c* eine Funkenentladung vor sich geht. Infolgedessen werden auch die Speisefunkenstrecken *d* durchschlagen, und es wird das Luftleitergebilde mittels Stoß aufgeladen. Dadurch wird die Antenne zu Nutzschwingungen angestoßen und kann Energie ausstrahlen. Lodge verlangt, daß die Funkenstreckenelektroden isoliert und gegen ultraviolette Strahlung geschützt seien, damit die elektrische Ladung so plötzlich als nur irgend möglich vor sich geht. Lodge hat im Luftdraht noch eine Funkenstrecke *e* vorgesehen, sagt aber, daß er diese, als nicht notwendig, auch fortlassen kann.

Es kann hiernach keinem Zweifel unterliegen, daß Lodge bewußt beabsichtigte, mittels der zwischengeschalteten Funkenstrecken *d* die Antennen anzustoßen und hierdurch die Energie des Schwingungssystems auf das Luftleitergebilde zu übertragen. Er schreibt, daß er Stoßimpulse (impulsive rushes) erzeugt, und daß er mittels dieser Stöße die Antenne auflade. Er muß also einen Vorgang erzielt haben, wie dieser in Abb. 161 (siehe unten) schematisch zum Ausdruck gebracht ist, wobei die oberen Schwingungen die von der Anstoßfunkenstrecke erzeugten Schwingungen darstellen, welche die (unteren) Schwingungen im Luftleitergebilde hervorrufen.

Stoßschwingungseinrichtung mittels angeblasener Funkenstrecke von J. Thomson. Auch J. Thomson beschreibt sogar schon 1893 die Erzeugung von rasch auf-

einanderfolgenden Stoßschwingungen, wenn er auch nicht ausdrücklich auf drahtlose Telegraphie eingeht. Seine Anordnung folgt aus Abb. 189 (siehe unten S. 198), in welcher *a* eine von einem Gleich- oder Wechselstromnetz gespeiste Funkenstrecke ist, zu welcher ein Schwingungskreis *b c* parallel geschaltet liegt. Die Kapazität des Kondensators *b* soll groß sein. *d* soll ein kräftiges Luftgebläse oder ein starkes Magnetgebläse sein, um jeden inaktiven Bogen zwischen den Kugeln der Funkenstrecke *a* zu unterbrechen. Da Thomson außerdem an anderer Stelle seiner Patentschrift sagt, daß die Schwingungskomplexe permanent aufeinander folgen sollen, und daß zu diesem Zweck der Funke oder Lichtbogen an der Entladestrecke *a* dauernd unterbrochen werden soll, kann es sich wohl nur um rasch aufeinanderfolgende gedämpfte Schwingungskomplexe, welche Stoßwirkung besaßen, handeln. Es ist andererseits wohl nicht zu bestreiten, daß bei entsprechend gewählten Dimensionen Thomson mit dieser Anordnung auch kontinuierliche Schwingungen erhalten haben kann. Ob dies aber tatsächlich der Fall ist, entzieht sich heute leider der Nachprüfung, da Thomson leider keine Dimensionen angegeben hat.

Stromstoßanordnung mit angeblasener Entladestrecke von N. Tesla (Tonfunkenanordnung). Gleich Thomson gibt auch N. Tesla (1893) seine Hochfrequenzwandler nicht speziell für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie an. Da er aber bereits eine drahtlose Nachrichtenübermittlung exakt beschreibt, und da er die angeführten Hochfrequenzumwandler im übrigen für die verschiedenartigen Zwecke benutzte, hat er auch zweifellos die Anwendung derselben auf die drahtlose Telegraphie im Auge gehabt.

Seine Anordnung besteht in einer Entladestrecke, welche mit Gleich- oder Wechselstrom gespeist wird, und zu welcher, wie bei Thomson (siehe Abb. 189), ein Schwingungskreis parallel geschaltet ist. Die Entladestrecke wird durch ein sehr starkes Magnetfeld oder durch einen heißen Luftstrom angeblasen, um kräftige disruptive Entladungen zu erhalten. Tesla wollte, wie er selbst schreibt, plötzliche Stromstöße erzielen, die Kondensatoren schnell wieder aufladen, um den nämlichen Prozeß in mehr oder weniger rascher Aufeinanderfolge zu wiederholen.

Tesla gibt auch bereits genau die Bedingungen an, um mehr oder weniger rasch aufeinanderfolgende Stromstöße zu erhalten. So führt er aus, daß die plötzlichen Stromstöße in der Zeiteinheit gering an Zahl werden, wenn der Schwingungskreiskondensator von beträchtlicher Kapazität ist und mit Hilfe einer verhältnismäßig kleinen Maschine aufgeladen wird.

Hier findet sich ferner auch schon ein Hinweis, daß die Unterbrechungen unter Umständen so schnell aufeinanderfolgen sollen, daß sie einen musikalischen Ton ergeben, also eine Forderung, welche von den modernen Tonsendern erfüllt wird.

Stoßschwingungseinrichtung von R. A. Fessenden mittels gekühlter Entladestreckenelektroden. Ganz sicher hat aber bereits R. A. Fessenden wohl schon seit 1899 Stoßschwingungen erhalten. Er wandte unter anderem für die Stoßfunkenstrecke Elektroden an, welche aus äußerst dünnem Silberblech (0,8 mm Stärke) hergestellt waren und durch einen Wasserstrom von innen gekühlt wurden. Die Entladung ging in einem mit Preßluft angefüllten Gefäß vor sich (ca. 7 Atm. Druck). In einem amerikanischen Patent schreibt Fessenden, daß er mit seiner daselbst geschützten Anordnung zwei verschiedene Frequenzen erzeugen könne, nämlich eine Wellenfrequenz und eine Wellenzugfrequenz (siehe Abb. 152). Es müssen also zwischen den einzelnen Entladungen derart bemessene Pausen vorhanden gewesen sein, daß sich die Wellenzüge der Abbildung entsprechend ausbilden konnten. Da er ferner die Wellenzugfrequenz über den akustisch hörbaren Bereich hinaus erzielen wollte, um mit seiner Anordnung

Digitized by Google

eventuell auch telephonieren zu können, muß er eine überaus große Anzahl von Wellenzügen gehabt haben, was einer häufigen Stoßerregung entsprechen würde.

Abb. 152. Verhältnis der Wellenfrequenz zur Wellenzugfrequenz und zur Wellenzuggruppenfrequenz.

Quecksilberlichtbogen von P. C. Hewitt für Schwebungsstoßerregung und ideale Stoßerregung Nicht nur mit Funkenstrecken, sondern auch schon mit einem Lichtbogen, und zwar dem Quecksilberlichtbogen, hat P. C. Hewitt 1902—1905 Stoßerregungen ausgeführt. Hewitt beschreibt in seinen amerikanischen Patentschriften, daß er seinen, eine Funkenstrecke oder Wehneltunterbrecher ersetzenden Unterbrechungsapparat für drahtlose Telegraphie so konstruieren könne, daß sich im Anfang dem Durchgang des Stromes ein hoher Widerstand entgegensetze, der aber klein werde, sobald der Strom sich im Apparat ausgebildet habe, also, sobald sich in der Lampe Quecksilberdampf entwickelt hat. Er fügt hinzu, daß die Widerstandsverhältnisse regulierbar, ja sogar umkehrbar

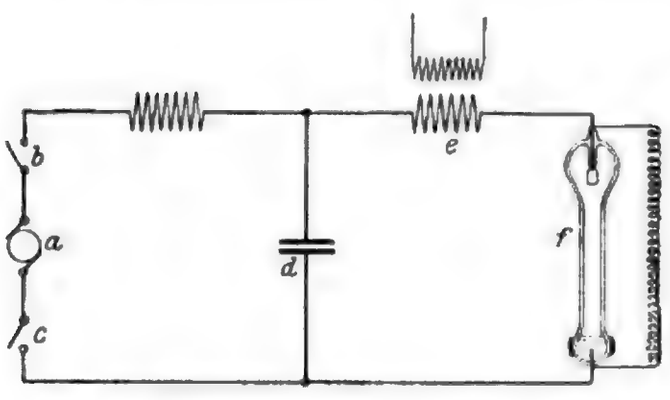


Abb. 153. Quecksilberlichtbogenschaltung für Schwebungsstoßerregung von P. C. Hewitt.

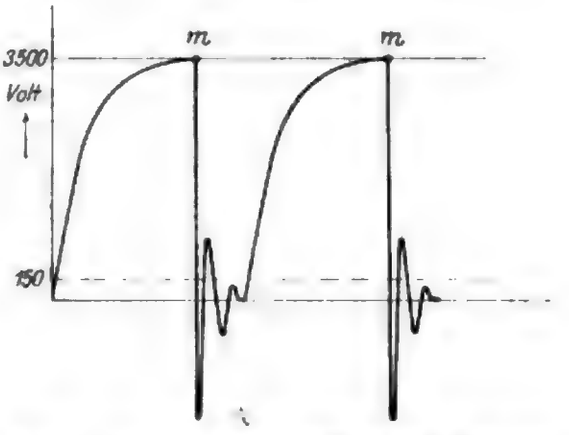


Abb. 154. Schwingungsvorgang bei der Schaltung von Hewitt.

seien. Für einen derartigen Unterbrechungsapparat hat Hewitt die vielfach nach ihm benannten Quecksilberdampflampen in Verbindung mit Spulen und Kondensatoren, z. B. in der Schaltung Abb. 153 entsprechend, angegeben. Wenn hierbei die Schalter *b* und *c* geschlossen werden, erfolgt nach der Lampe *f* und dem Kondensator *d* hin ein Stromstoß und ladet den letzteren. Sobald eine Maximalspannung erreicht ist, findet in der Lampe *f* ein Stromübergang statt, wodurch die Spannung, die vorher 3500 Volt betragen haben möge, auf ca. 150 Volt heruntergeht. Der Stromdurchgang durch die Röhre hört infolgedessen wieder auf, bis der Kondensator genügend aufgeladen ist und der Entladungsvorgang von neuem einsetzt. Der hierbei voraussichtlich auftretende Schwingungsvorgang ist in Abb. 154 wiedergegeben. Auf einem ansteigenden aperiodischen Aste erfolgt die Aufladung des Kondensators bis zum Punkte *m*, in welchem die oszillatorische Entladung einsetzt.

In einer anderen Patentschrift diskutiert Hewitt sogar zwei verschiedene Arten von Stoßerregung, die er mit der Quecksilberlampe hervorrufen kann,

Digitized by Google

und zwar beschreibt er zuerst charakteristisch die ideale Stoßerregung (siehe unten S. 225 ff.) wörtlich wie folgt:

„These prime discharges of the condenser 9 (*d*) across the spark-gap g (*f*) may be made to succeed each other with the greatest possible rapidity. Indeed, it would be desirable if they could be made to follow each other so closely as to supply fresh energy to oscillatory circuit 10,11 before the oscillations caused therein by the preceding spark had been damped out".

Er sagt also hiermit, daß die einzelnen Energiestöße so rasch aufeinander folgen sollen, daß die Schwingungen sekundär möglichst kontinuierlich verlaufen sollen, wobei er „ideale Stoßerregung" erzielen will.

Später beschreibt Hewitt den Gedanken der „Schwebungsstoßerregung" (Wienschen Stoßerregung) wie folgt:

„This arrangement, like the others, is particularly useful in connection with the unidirectional vaporlamp discharge device, and also with the spark gap it is useful for even if the proportions are not such as to prevent some oscillations across the spark-gap, they will, nevertheless, store up a considerable fraction of the energy, and thus decrease spark-gap losses even though not preventing them altogether."

Hiermit ist also zum Ausdruck gebracht, daß die Einrichtung auch für den Fall Anwendung finden kann, daß nicht nur einzelne Energiestöße erzeugt werden, sondern die Energiestöße jedesmal gedämpft ausschwingen (siehe Abbildungen 161 bis 164) und mehrere aufeinander folgende Schwingungen das nächste Schwingungssystem anstoßen, mit anderen Worten also, daß das Wiensche Schwebungs-Stoßerregungsphänomen stattfindet.

Die Verwendung einer Quecksilberdampflampe hat große Vorteile, wie z. B. den des hohen Entladungspotentials (unter Umständen ca. 50 000 bis 70 000 Volt), wodurch ohne Vergrößerung der Dämpfung die Energieumsetzung wesentlich gesteigert werden kann, und den des raschen Nichtleitendwerdens nach dem Schwingungsübergang, worauf auch schon H. Th. Simon aufmerksam machte.

Unterbrecherstoßerregungsanordnung von Lodge-Eichhorn. Weiterhin ist die Möglichkeit, eine Stoßerregung zu erzielen und unter Umständen sogar aperiodische

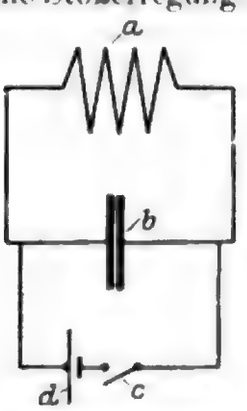


Abb. 155. Unterbrecherstoßerregung von Lodge-Eichhorn.

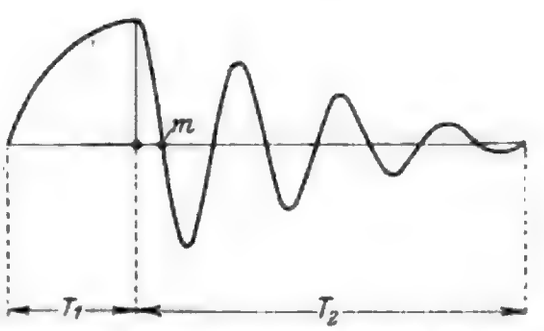


Abb. 156. Schwingungsbild bei der Unterbrecherstoßerregung nach Lodge-Eichhorn.

Stoßschwingungen zu erhalten, durch eine Anordnung von Lodge-Eichhorn gegeben. Schon 1897 hat O. Lodge in einem amerikanischen Patent insbesondere durch die daselbst abgedruckte wesentlichste Abbildung eine Schaltung angegeben, mittels welcher er sehr rasch aufeinander folgende Schwingungen („very rapid oscillations") hervorrufen wollte. Diese Anordnung ist in Abb. 155 schematisch wiedergegeben. Es bezeichnet hierin *a* eine Spule, *b* einen Kondensator, *c* einen mechanischen oder elektrischen Unterbrecher, *d* eine Batterie.

Digitized by Google

Sobald der Unterbrecher den Stromkreis schließt, bildet sich in der Spule *a* ein elektromagnetisches Feld aus, dessen Energie bei Unterbrechung von *d* frei wird, wodurch der Kondensator *b* aufgeladen wird, so daß sich nun der Schwingungskreis *a b* seiner Eigenschwingung entsprechend ausschwingt.

Im allgemeinen wird man ein Abb. 156 entsprechendes Schwingungsbild erhalten, d. h. in der Zeit T_1 wird der Kondensator mehr oder weniger rasch aufgeladen, während die Entladung darauf in der Zeit T_2 stattfindet.

Im geschlossenen Kreise schwingt also die Energie, die sich im Feld der Spule befand, ungestört eintönig aus, wie bei der Anordnung nach Hewitt. Man hat also hier wie dort ein unter allen Umständen als Stoßsender wirkendes System.

Koppelt man jedoch mit dem Primärsystem, welches vom Unterbrecher und der Stromquelle angestoßen wird, ein Sekundärsystem, so sind dieselben Regeln wie bei allen Stoßsystemen mit Zwischenkreis zu beachten, um Einwelligkeit auch im Sekundärsystem zu erzielen und Schwebungen zu unterdrücken. Entweder muß man das Sekundärsystem sehr lose mit dem Primärsystem koppeln oder das Primärsystem durch einen genügend großen Widerstand stark dämpfen.

G. Eichhorn hat, offenbar ohne Kenntnis der Anordnung von O. Lodge, eine ganz ähnliche Schwingungserzeugungsmethode (1903) vorgeschlagen, jedoch zeichnet er in der Patentschrift abweichend von Lodge die Stromquelle *d* in den Schwingungskreis hinein, so daß er immer die durch die Stromquelle bedingte Dämpfung, welche allerdings sehr klein sein kann (Akkumulator), im Schwingungskreise hat.

Bezüglich der mittels der Eichhornschen Anordnung erzeugten Schwingungen gilt das gleiche, was für die Anordnung von Lodge gesagt wurde. Unter Anwendung eines gewöhnlichen Unterbrechers erhält man im Schwingungssystem ein mehr oder weniger gedämpftes Ausschwingen dieses Kreises. Sobald man jedoch in diesen einen passenden Widerstand einschalten oder den Unterbrecher so ausbilden könnte, daß er in Resonanz mit den schnellen elektrischen Schwingungen arbeitet, was aber aus mechanischen Gründen bisher nicht möglich war, könnte man eine aperiodische Stoßerregung des Sekundärkreises erzielen.

Außer den vorgenannten Autoren gibt es verstreut in der Literatur vor 1906 noch vielfache mehr oder weniger deutliche Hinweise beabsichtigter Stoßerregung. Bemerkenswert unter diesen sind insbesondere die Bemühungen von F. Braun, H. Th. Simon und M. Reich.

Schwingungskreis mit Widerstand für Stoßerregung von F. Braun. F. Braun hielt auf der Naturforscherversammlung in Hamburg im September 1901 einen Vortrag, in welchem er unter anderem bei der Kopplung eines geschlossenen Schwingungskreises mit einem offenen Schwingungskreise den Versuch demonstrierte, welchen Einfluß die Einschaltung von Widerständen in den geschlossenen Schwingungskreis hätte. Bei der Verwendung von mit Kochsalzlösung getränkten Filzlappen als Widerstand (ca. 5 Ohm) zeigte es sich, daß die Entladung oszillatorisch blieb, wenn auch die Intensität in der Funkenstrecke abnahm. Braun erregte also das offene System mit Stoßerregung, wenngleich er in der Praxis keinen Gebrauch von dieser Methode gemacht zu haben scheint.

Auch etwas später, und zwar seit ca. 1903, sind offenbar von Braun bzw. Telefunken Stoßwirkungen erzielt worden, und zwar mittels der sog. „Braunschen Energieschaltung". Hierbei wurden bis zu ca. 20 sehr kurze Funkenstrecken benutzt, die, wenn der Kopplungsgrad des geschlossenen Kreises zu der Antenne richtig dimensioniert war, zu einer Stoßerregung mit gutem Wirkungsgrad führen konnten.

Anordnung zur aperiodischen Stromstoßerregung von Simon und Reich. Simon und Reich versuchten bekanntlich, wie schon oben bei den „Partialfunken" zum Ausdruck gebracht, 1903, also zu einer Zeit, als es Poulsen (1902) schon gelungen war, mittels des Wasserstoffllichtbogens sowohl ungedämpfte, als auch kontinuierliche Schwingungen zu erzeugen, auf verschiedene Weise im Luftleiter fortlaufende Schwingungen hervorzurufen. In ihren, insbesondere auf Partialentladungen Bezug nehmenden Arbeiten diskutieren sie die Hervorrufung kontinuierlicher Schwingungen durch Aneinanderreihung einzelner Stöße (∧∧∧∧∧) im Primärsystem. Sie sagen hierüber, daß, um ungedämpfte elektrische Schwingungen großer Resonanzfähigkeit zu erhalten, man entweder durch Anwendung unsymmetrischer Funkenstrecken (unsymmetrische Quecksilberdampflampen) den Ablauf der oszillatorischen Entladung auf ein einziges Abströmen bringen könne, was also nichts anderes heißt als „ideale Stoßerregung", oder daß man stark gedämpfte Einzelimpulse erzeugen müsse, indem z. B. durch sehr feste Kopplung des Luftleiters mit dem geschlossenen Kreis jedesmal so viel Energie entzogen würde, daß die zweite Schwingungsperiode auf eine verschwindende Amplitude gedämpft wäre, also mit anderen Worten, sogenannte „Wiensche Schwebungsstoßerregung".

Stoßsender mit Tertiärkreis von J. Stone-Stone. Auf einem prinzipiell anderen Wege hat J. Stone-Stone (ca. 1906) versucht, Stoßerregung auszuführen und insbesondere die Märgel des gekoppelten Funkensenders zu beheben.

Sein Schaltschema gibt Abb. 157 wieder. Der Primärsendekreis *a b a c* enthält eine gewöhnliche (lange) Funkenstrecke *c*. Der Kreis ist festgekoppelt mit einem zweiten geschlossenen Sekundärkreis *d e f g*, welcher möglichst schwach gedämpft sein soll, um die hierdurch erzeugten schwachgedämpften Schwingungen wiederum mit fester Kopplung *f h* auf die stark strahlende Antenne, welche als Tertiärkreis wirkt, zu übertragen.

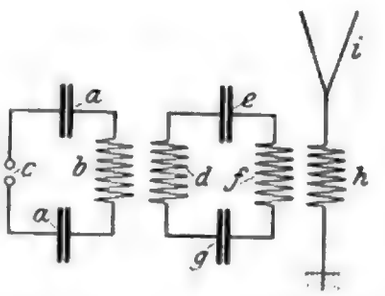


Abb. 157. Tertiärkreisstoßsender von J. Stone-Stone.

Man kann hierdurch größere Antennenenergie infolge der möglichen festen Kopplung erzielen und hat relativ schwach gedämpfte Antennenschwingungen zur Verfügung. Der Sekundärkreis *d e f g* stellt jedoch, abgesehen von dem durch ihn bewirkten Energieverlust, auch in betriebstechnischer Hinsicht (Wellenvariation, Hochfrequenzisolation) einen Nachteil dar.

Anordnung zur Stoßerregung mit langer Funkenstrecke und Dämpfungswiderstand im Funkenstreckenkreise von Brandes-Hahnemann. Insbesondere für Meßzwecke war es in der drahtlosen Telegraphie von der Zeit an, in welcher man überhaupt Messungen ausführte, also etwa 1901/02, erwünscht, im Meßsystem oder dem zu messenden System möglichst rein sinusförmige Schwingungen zu erhalten. Die rationelle Erzeugung der ungedämpften Schwingungen in der drahtlosen Technik erfolgte erst 1906. Infolgedessen wurde bei den Meßanordnungen jener Zeit versucht, wenigstens möglichst rein sinusförmige gedämpfte Schwingungen herzustellen. Im Laboratorium von Telefunken erfolgte die Ausbildung derartiger Methoden insbesondere von H. Brandes und W. Hahnemann (1905). Es wurde, um möglichst reine Oszillationen zu erzielen, ein durch Funken erregtes Primärsystem (Abb. 158) gewählt, in welches außer der Kapazität *a* und Abstimm- und Kopplungsselbstinduktion *b c* ein veränderlicher, nahezu induktionsfreier Widerstand *d* (im allgemeinen fanden Graphitwiderstände Anwendung) eingeschaltet waren. Dieses Primärsystem,

Digitized by Google

dessen Dämpfung durch Regulieren des für bestimmte Wellenlängen geeichten Widerstandes *d* veränderlich war, wirkte in loser Kopplung auf das Sekundärsystem, z. B. auf die Antenne ein.

Es wurden bei dieser Methode nicht nur bewußt Stoßschwingungen erzielt, sondern es war damals auch schon die Bezeichnung „Stoßerregung" und „Stoßerregerkreis" für den Primärkreis eingeführt.

Die Methode kam für drahtlose Sender nicht inbetracht, da man reine Stoßschwingungen nur bei sehr loser Kopplung und einer infolgedessen sehr geringen Energieübertragung erzielen kann. Durch die weiter unten angeführte Löschröhrenanordnung von M. Wien dürfte übrigens diese Methode ökonomischer arbeitend gestaltet sein.

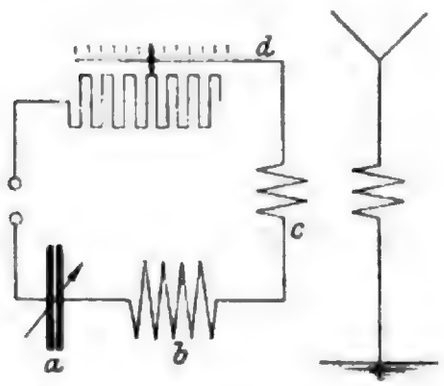


Abb. 158. Stoßerregungsanordnung von Brandes-Hahnemann.

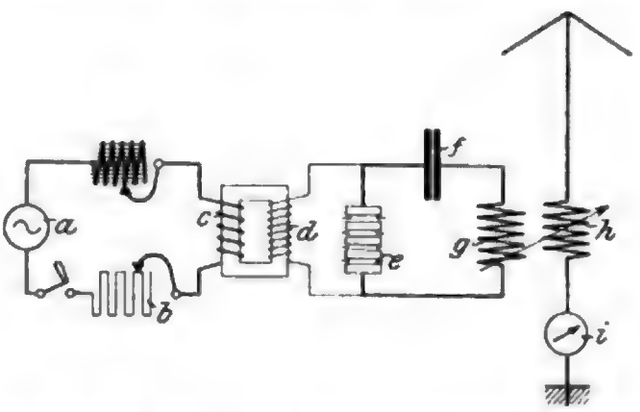


Abb. 159. Wiensche Schwebungsstoßerregungsschaltung.

β) Das Wiensche Schwebungsstoßverfahren. (E. v. Lepel, Telefunken.)

Physikalische Eigenschaften der Schwebungsstoßerregung. Zu einer wirklich brauchbaren Lösung des Stoßverfahrens und somit zu einer fast beliebigen Energievergrößerung, einwelligen Antennenstrahlung und Verbesserung der Resonanzbedingungen für den Empfänger gelangte jedoch erst M. Wien (1906) dadurch, daß er einerseits Funkenstrecken mit äußerst geringem Elektrodenabstand verwandte, andererseits den Kreis, in welchem die Stoßschwingungen erzeugt wurden, stärker gedämpft gestaltete als den Ausstrahlungskreis; also gerade im Gegensatz zu den oben betrachteten gekoppelten Funkensendern, bei denen der Funkenkreis stets schwächer gedämpft war als der Luftleiter, und schließlich durch Wahl einer bestimmten Kopplung zwischen dem die Funkenstrecke enthaltenden Kreis und dem Ausstrahlungssystem. Eine für das Wiensche Verfahren brauchbare Schaltung ist in Abb. 25 und 26, S. 48 und in Abb. 159 wiedergegeben. (Siehe auch das Senderschaltschema II, Abb. 1218, S. 361.)

Schon in seiner ersten Veröffentlichung in der „Physikalischen Zeitschrift" 1906 sagt Wien, daß er bei zunehmender Verkleinerung des Abstandes der Funkenelektroden zwischen den beiden Kopplungswellen λ_1 und λ_2 ein immer mehr hervortretendes drittes Maximum bei λ_3, dessen Dämpfung außerordentlich gering ist, erhält. Abb. 160 gibt den Vorgang anschaulich wieder. Wien erkannte sofort, daß man bei Benutzung dieses dritten, zwischen den beiden anderen liegenden Maximums (λ_3) einen relativ schwach gedämpften Sender erhalten könne. Er wandte, um dieses zu erreichen, das Mittel einer außerordentlich kurzen Funkenstrecke an, und zwar einer solchen, deren Abstand kleiner als 0,5 mm war, welche also ein sehr viel höheres Dämpfungsdekrement als eine lange Funkenstrecke besaß. Hierbei trat die eigentümliche Erscheinung auf, daß der Widerstand nach erfolgter Entladung, sobald also der Strom unter

Digitized by Google

einen bestimmten Betrag gesunken ist, rasch zunahm, und daß infolgedessen die leitenden Ionen zwischen den Elektroden rasch nichtleitend wurden, so daß das die Funkenstrecke enthaltende Primärsystem nach wenigen Hin- und Herschwingungen, und zwar bereits beim ersten Schwebungsminimum, mit der Schwingungserzeugung aufhörte. Der beim Wienschen Verfahren auftretende Vorgang, der nach Zennecks Darstellung in Abb. 161 wiedergegeben ist, ist dadurch gekennzeichnet, daß in dem die Funkenstrecke enthaltenden Primärkreis während der Zeit a bis zum Punkte m ein mehrmaliges Hin- und Herschwingen der Energie ausgeführt wird, daß während dieser Zeit die Energie in das Sekundärsystem wandert, und daß dieses in der Zeit b einwellig ausschwingt. Während der Zeit a sind beide Systeme miteinander gekoppelt. In dieser Zeit sind, genau wie bei den alten Marconischen oder gekoppelten Sendern, die beiden Kopplungsschwingungen λ_1 und λ_2 (Abb. 160) vorhanden. Von dem Punkt m ab, in welchem das Ausschwingen des Sekundärsystems für sich allein beginnt, ist hingegen nur noch die dritte, von Wien entdeckte,

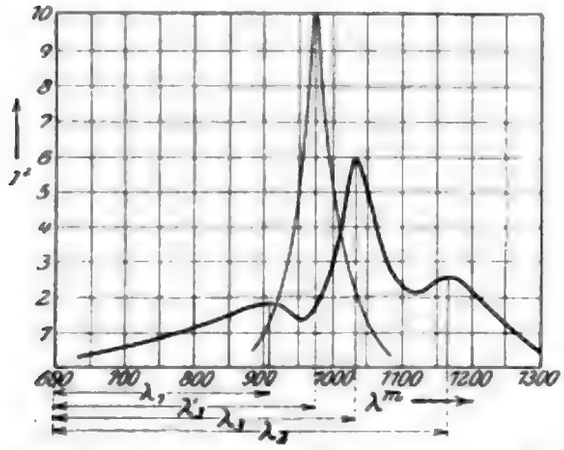


Abb. 160. Schwach gedämpftes drittes Maximum beim Wienschen Schwebungsstoßsender.

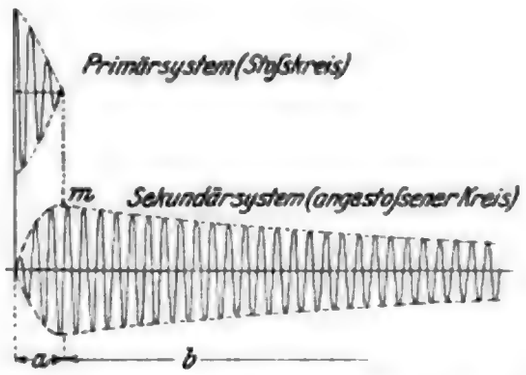


Abb. 161. Vorgang im Primär- und Sekundärsystem bei der Wienschen Schwebungsstoßerregung.

schwach gedämpfte Schwingung λ_3 vorhanden. Durch entsprechende Abstimmung, Dimensionierung (Stromzufuhr) und Kopplung der Kreise kann man eine absolut einwellige Antennenstrahlung entsprechend λ'_3 (Abb. 160) erzeugen.

Es geht hieraus hervor, daß die Stoßerregung vorteilhaft so verlanfen muß, daß die Zeit a im Verhältnis zur Zeit b sehr gering ist. Sofern dieses nicht der Fall ist, arbeitet der Sender während zu langer Zeit mit zwei Wellen, λ_1 und λ_2 entsprechend, und die erstrebten Vorteile der scharfen Abstimmung, Tonreinheit des Senders, eindeutigen Energieausnutzung der einen Welle im Empfänger, also Resonanzverbesserung usw. sind nicht vorhanden.

Abb. 162 zeigt eine Glimmlichtoszillographenaufnahme der Schwebungsstoßerregung, während Abb. 163 und 164 zwei verschiedene, mit Niederfrequenz hergestellte Oszillographenaufnahmen darstellt, die mit der theoretischen Abb. 161 fast übereinstimmen, und zwar sind die Schwingungen P die des Primärkreises, S die des Sekundärkreises. Die Aufnahmen sind bei verschiedenen Dämpfungen und Kopplungen gemacht.

In jedem Falle ist aber bei dem Wienschen Stoßverfahren die erste Schwebung (Zeitraum bis m) ausgeprägt vorhanden. Infolgedessen kennzeichnet man (E. Nesper 1909) die Anordnung auch besser als „Schwebungsstoßerregung". Infolge der ausgezeichneten Löschfähigkeit der Funkenstrecke, welche bei gleicher Kapazität im Schwingungskreise um so besser ist, je kleiner

Digitized by Google

man die Reflexionsstelle suche; kommt eine weitere nacander die Anzahl der Reflexionsstellen, so ist auch die Gesamtlänge der Leitung bekannt. Durch nur so möglich, die Strahlenvorgänge zu vergrößern, wobei man noch in der Lage ist, mit geringeren Frequenzmengen zu arbeiten, als nötig wäre, wenn nur eine Reflexionsstelle vorhanden wäre. Es sind auch Versuche gemacht worden, Leitungen bis zu 3000 Meter Länge zu verwenden.

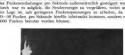


Abb. 282. Elektrodenschwingungsbild der Schwingungen in Primär- und Sekundärspule.

Abb. 283 und 284. Sekundärquantitätsschwingungsbild der Primärspule (II) und Sekundärspule (III).

Zusammenfassend. Es ist

$\lambda = \frac{300000}{n}$ Meter, wenn die Oszillationszahl $n = 150000$ ist,

$\lambda = \frac{300000}{1000}$ = 300 Meter, wenn $n = 1000$ Periodes per Sekunde ist.

Ferner ist $\lambda = \frac{300000}{n} = \frac{300000 \cdot 2000\pi}{2 \cdot \pi \cdot 150000} = 6283$ Meter.

Vergleicht man diesen Wert mit dem entsprechenden des gekoppelten Funkensenders und des einfachen Marconisenders, so erkennt man die außerordentliche Überlegenheit des Schwebungsstoßsenders auch hinsichtlich der Energiefrage.

Durch die weiter unten genauer angegebenen speziellen Funkenstreckenkonstruktionen, verbunden mit der Wahl eines richtigen mittelfrequenten Wechselstroms (Periodenzahl = 250—750 pro Sekunde), für die Speisung des Hochspannungstransformators, welcher den Stoßkreiskondensator bis zur Funkenstreckenzündspannung auflädet, war es ferner auch noch möglich, das Einsetzen der Funkenübergänge regelmäßig zu gestalten, so daß bei entsprechender Wahl der Funkenzahl (ca. 500—1500 Funken pro Sekunde) ein musikalischer Ton im Empfangstelephon erzielt werden konnte.

Einen besonderen Fall der Wienschen Stoßschaltung erhält man, wenn man zwischen den Primärstoßkreis und das Verbrauchssystem (Antenne) einen schwach gedämpften Zwischenkreis schaltet. Dieser muß alsdann mit der Antenne lose gekoppelt werden, da sonst keine einwellige Antennenstrahlung eintritt. Im allgemeinen erhält man hierbei Schwebungen wie bei den alten Funkensendern, welches auch mit der Grund ist, warum man den Zwischenkreis höchstens im Laboratorium verwendet, wo genügend schwach gedämpfte Spulen und Kondensatoren vorhanden sind und die recht kritische Kopplung sorgfältig einreguliert werden kann.

Bedingungen für das Zustandekommen reiner Schwebungsstoßerregung. Zusammenfassend gilt für die Bedingungen des Schwebungsstoßverfahrens mit kurzer Funkenstrecke (Löschfunkenstrecke) folgendes:

a) Zunächst ist selbstverständlich, wie beim gekoppelten Funkensender, Resonanz zwischen Primär- und Sekundärsystem des Induktors herzustellen. Im allgemeinen wird eine Schaltung ähnlich Abb. 159 benutzt werden. Es ist alsdann gemäß obigen Ausführungen (siehe S. 148 ff.) unter Berücksichtigung der Maschinenperiodenzahl von *a* und der als gegeben anzusehenden Stoßkreiskapazität *f* das Übersetzungsverhältnis der Primär- und Sekundärspulen des offenen oder besser geschlossenen Transformators *c d* so zu wählen, daß Resonanz und hiermit eine entsprechende höhere Spannung für die Kapazität *f* und damit für die Funkenstrecke *e* zur Verfügung steht. Grobabgleichung erfolgt durch Spulenwahl des Transformators (Transformator mit Anzapfungen), Feinabgleichung durch die regulierbare Drosselspule *b* und gegebenenfalls durch einen Wechselstromkreiswiderstand *b*, oder auch einen, in Abb. 159 nicht gezeichneten Maschinenfeldwiderstand, welcher eine allzugroße Stromnachlieferung, die den Löscheffekt in der Funkenstrecke stören kann, bzw. die Wechselstromspannung der Mittelfrequenzmaschine reguliert, verhindert. Auf diese Weise wird für eine saubere Tonausbildung, welche für die Reichweite wichtiger als ein größerer Antennenstrom ist, gesorgt.

b) Die Funkenstrecke muß eine ausreichende Löschwirkung besitzen.

1. Hierfür kommt sowohl das Elektrodenmaterial, aus welchem die eigentliche Funkenstrecke besteht, als auch das Gas, welches sich zwischen den Elektroden befindet, in betracht. Vorzüglich geeignet sind Funkenstrecken aus Silber oder Kupfer, Platiniridium usw., während als Gas Wasserstoff wegen seines hohen Diffusionskoeffizienten besonders günstig ist. Indessen ist auch atmosphärische Luft bzw. luftabgeschlossener Raum ausreichend.

2. In zweiter Reihe kommt der Abstand der Funkenstreckenelektroden voneinander im Verhältnis zu ihrer wirksamen Oberfläche, welche gegenüber ersterer möglichst groß sein soll (E. v. Lepel), in betracht. In den meisten Fällen nimmt die Löschfähigkeit mit dem Abnehmen des Elektrodenabstandes erheblich zu. Dieses hat seinen Grund offenbar darin, daß durch eine derartige

Digitized by Google

Fortsetzung des elektrischen Feld erzeugen den Funkenwiderstandskreis erheblich stärker als den Schwingungskreis, so daß die Funken nicht mehr schwingen können, sondern, wie bekannt Wirbel auch sie gegeben, bis ihre elektrische Energie ihre wärmere und ein dunkler erlischen.

Die Funkenstrecke wird also zweckmäßig werden, so weit die Funkenstrecke in entsprechend starkem Wasserstoffstrom eingeschlossen ist, daß eine gleiche Zündspannung und eine verschnell bessere Schwingung als bei einer einfachen Funkenstrecke in Luft erhalten wird. Dies ist durch Versuche festgestellt worden, so daß praktisch eine Funkenstrecke in Wasserstoff eine wesentlich stärkere Dämpfung dieses Wirbel, daß man einen Schwingungskreis mit dieser schwer zu berücksichtigen Funkenstrecke verbringen erhält.

4. Verbesserung, daß die Funkenstrecke, daß die maximale Elektrizitätsenergie des Schwingungskreises, daß die Funkenstrecke, daß die Funkenstrecke, daß die Funkenstrecke

Bei hoher Kupplung, wo dünnere Isolationsstärke leicht zu erreichen, ist absoluter Isolationswert nicht so wichtig, wie bei niedriger Kupplung, wo dünne Lagen, die bei der Wicklungsarbeit schlecht sind, die zur Verfügung stehende Energie für einen bestimmten Stoßer in den meisten Fällen nicht ausreichend, so daß man an einer Grenze der Isolationsstärke angelangt ist.

Im letzteren Falle empfiehlt hohen Widerstandsgrad, bei dem eher möglichst hohe Kupplung. Die Kupplung erreichen Pfeiler- und Schleifenformen in Abb. 169 und 170 bei Stoßerenergie von 1 mkg. Bei Stoßerenergie von 2 mkg Kupplung ca. 30 mehr Energie wird vom Primärsystem auf das Sekundärsystem übertragen, so daß auf diese Weise den Kurvengrad erheblich gesteigert wird.

Bei Kupplungen, wo Isolationsstärke nicht so wichtig, wo Isolationswert der Funkenstrecke gefährlich wird, kann Energie von Sekundärsystem auf das primäre zurückgeführt, und zwar um so mehr, je größer die Kapazität ist, und je größer die Kapazität, desto größer Isolationswert der Funkenstrecke. Bei Kupplungen, wo Isolationsstärke leicht erreichbar, Isolationswert gefährlich. So verbindet einfache reine weiteste Kupplungsübertragungen, also

Abb. 169. Elektrodiagramm der Schwingungskurven bei geringer Antennenkopplung.

Maximalfeld, welche um so ausgeprägteren Gipfel, je größer die Amplitude der Kurvenlinie ist, während weitere Oszillation und Harmonie nebensächlich gegenüber sind.

Wesentlich für eine Kupplungsgrad ist bester der besseren Wirkungsgrad. Wirkungsgrad ist Verhältnis der Energie, die in Form von Funken durch die Funkenstrecke zugeführt gleicher Schwingungen gestaltet sie bei großer Wirkungslänge, so günstigstes Bei der Entstehung derselben den einzelnen Schwingungen.

Die Schleifenform bietet sich durch die Funkenstrecke, wo Energie Funken wieder in seine Bestandteile zerschlägt nicht so leicht benutzen wie dies, um den Kurvengrad zu steigern.

Die allgemeinen Sätze, wie sie sich bei reiner Schwingungsbeanspruchung von Kupplungen und Funkenstrecken ergeben, sind folgende: Kupplungsgrad ist Verhältnis der Energie, die in Form von Funken durch die Funkenstrecke zugeführt gleicher Schwingungen gestaltet sie bei großer Wirkungslänge, so günstigstes Bei der Entstehung derselben den einzelnen Schwingungen. Die Schleifenform bietet sich durch die Funkenstrecke, wo Energie Funken wieder in seine Bestandteile zerschlägt nicht so leicht benutzen wie dies, um den Kurvengrad zu steigern. Die allgemeinen Sätze, wie sie sich bei reiner Schwingungsbeanspruchung von Kupplungen und Funkenstrecken ergeben, sind folgende: Kupplungsgrad ist Verhältnis der Energie, die in Form von Funken durch die Funkenstrecke zugeführt

entsprechend. Diese Kurve λ'_3 charakterisiert auch direkt die Dämpfung der Antenne.

Bei falscher Kopplung kann hingegen ein Schwingungsverlauf gemäß der Dreihöckerkurve von Abb. 160 entstehen, bzw. es kann die Stoßerregung vollkommen in Frage gestellt sein.

c) Schließlich ist noch die Erscheinung des Ineinanderlaufens der Schwingungskomplexe zu betrachten, welche bei großen Wellenlängen, größeren Senderenergien und namentlich bei kleinen Antennendämpfungen auftreten können. Abb. 166 zeigt hierfür ein Oszillogramm.

Abgesehen davon, daß durch diese Erscheinung die Antennenenergie herabgeht, wird die Tonwirkung und dadurch die Reichweite und Störungsfreiheit verschlechtert.

Man kann diese Erscheinung des Ineinanderlaufens meist dadurch vermeiden, daß man entweder die Wellenlänge verkleinert oder die Tonfrequenz (Funkenzahl pro Sekunde) vermindert. Ein weiteres Mittel ist die Einschaltung einer Hilfsfunkenstrecke in die Antenne (earth arrester von Marconi), wodurch gleichfalls die Pausen zwischen den einzelnen Entladungsgruppen verlängert werden.

Verbesserung und Entwicklung des Wienschen Schwebungsstoßverfahrens durch v. Lepel (B. Monasch) und Telefunken.

Funkenstreckenkonstruktionen. Eine wesentliche Verbesserung des Wienschen Schwebungsstoßverfahrens, das durch die Telefunken-Gesellschaft technisch ausgebildet und in die Praxis eingeführt wurde, war durch die Anordnung von v. Lepel ermöglicht. v. Lepel fand nämlich 1907, daß er eine für den praktischen Betrieb günstige Umformung von Gleich- oder Wechselstrom in Hochfrequenzenergie dadurch erreichen konnte, daß er die Elektroden der Funkenstrecke, von denen wenigstens eine, im allgemeinen aber beide metallisch waren, und die zueinander parallele Flächen besaßen, in einem im Verhältnis der Elektrodenoberflächen kleinen Abstand anordnete (Abb. 167).

In dieser Hinsicht ist die v. Lepelsche Funkenstrecke ähnlich dem schon vorher von B. Monasch (1906) angegebenen Metallichtbogen, welcher in der kritischen Zone brennt. Hierunter ist ein Entladungsvorgang zu verstehen, der zwischen reinen Metallelektroden, die in einem Abstande unter 2,4 mm angeordnet sind, stattfindet.

Während nun aber die v. Lepelsche Funkenstrecke (Abb. 167) wenig betriebssicher war, indem das als Isolator dienende Papier rasch verbrannte und die

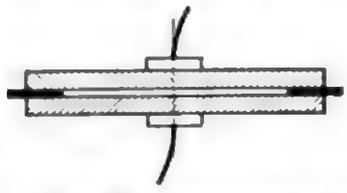


Abb. 167. Zischfunkenstrecke nach E. v. Lepel.

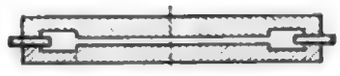


Abb. 168. Stoßfunkenstrecke nach Telefunken.

Zündung nach Einlegung eines neuen Papierringes nicht unter allen Umständen sicher erfolgte, gelang es Telefunken, die Funkenstreckenelektroden, etwa entsprechend der schematischen Abb. 168, so auszubilden, daß diese Anordnung fast allen praktischen Bedürfnissen entspricht. Als Isolationsmaterial werden Glimmerringe verwendet, und z. B. ist eine Nute in die Elektrodenplatten so eingedreht, daß der kleinste Elektrodenabstand im Funkenraum vorhanden ist. Die Funkenstrecke ist hierbei vollkommen gegen Außenluft abgeschlossen. Unter Benutzung derartiger Entladestrecken — um größere Energien umzuformen, werden mehrere Entladestrecken in Serie geschaltet — gelang es,

wie bereits oben ausgeführt, nicht nur in vorzüglicher Weise das Wiensche Schwebungsstoßverfahren auszubilden, sondern auch die Funkenzahl derartig zu steigern und regelmäßig zu gestalten, daß reine und auch hohe musikalische Töne im Empfänger erzielt werden.

Dieses ist aber von großer Wichtigkeit, da die Erfahrung gezeigt hat, daß ein Sender um so besser durch Störungen hindurchdringt und eine um so größere Reichweite hat, je reiner und je höher bis zu einer gewissen Grenze der Ton im Empfangstelephon ist.

Hilfszündung. Um dieses zu erreichen, hat Telefunken, wie bereits auseinandergesetzt, das Schwebungsstoßverfahren mit häufigen Funken bei fast sämtlichen Sendern verwendet und hat weiterhin noch die „Hilfszündung" (Sapelkoff, A. Meißner) ausgebildet (siehe auch Abb. 26, S. 48). In Abb. 169 ist noch eine etwas andere Schaltung zur Erzielung der Hilfszündung dargestellt. *a* ist die Hauptfunkenstrecke. Die Maschinenspannung von *c*, bzw. die sekundäre Klemmenspannung des Transformators *d* wird so eingestellt, daß zwar Resonanz vorhanden ist, daß aber in *a* gerade kein Funkenübergang stattfinden kann. Nun wählt man die Dimensionen des Hilfssystems, insbesondere die Spannung des Hilfstransformators so, daß in *b* und dem jeweilig von der Funkenstrecke *b* eingeschalteten Teil stets dann ein Funkenübergang stattfindet, wenn die Spannung am Kondensator *f* ein Maximum ist. Hierdurch wird alsdann automatisch das richtige Einsetzen des Funkenüberganges in der gesamten Hauptfunkenstrecke *a* herbeigeführt, wobei am besten die Anzahl der gemeinsamen Funkenstrecken von *a* empirisch gewählt wird.

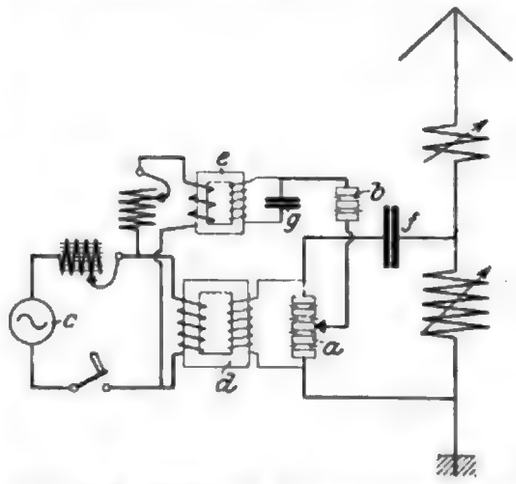


Abb. 169. Hilfszündungsschaltung von A. Meißner.

Eine Gefahr, daß die Energie des Schwingungskreises *g b* den Löscheffekt der Hauptfunkenstrecke verschlechtert, wird im allgemeinen um so weniger vorliegen, als die Schwingungskapazität des Kondensators *g* nur verhältnismäßig gering ist.

Neben den großen Vorteilen der Hilfszündung, insbesondere dem Vorzug, einen sehr reinen musikalischen Ton im Empfänger erzielen zu können, sind auch einige Nachteile vorhanden.

Bei Wellenvariation des Hauptkreises ist es nämlich erforderlich, auch den die Hilfszündung bewirkenden Hilfskreis nachzustimmen Es ist also eine weitere Abstimmung erforderlich, außerdem aber verzehrt der Hilfskreis Energie, welche nicht ganz unerheblich ist.

Weitere wesentliche Verbesserungen von Telefunken sind folgende:

Einkreisschaltung (R. H. Rendahl). Beim Wienschen Schwebungsstoßverfahren war nach den Originalmitteilungen von Wien erstens ein möglichst schwach gedämpfter Zwischenkreis erforderlich, und zweitens ist der Kopplungsgrad sehr kritisch, um einen guten Ton bei möglichst guter Energieausnutzung zu erhalten Er beträgt in der Praxis etwa 20—23 %.

Der Zwischenkreis ist für die Stationen der Praxis zu lästig, da er nachgestimmt werden muß und hierdurch weitere Handgriffe erforderlich sind. Außerdem nimmt er Raum ein, was insbesondere für bewegliche Stationen störend ist.

Man kann allerdings den Zwischenkreis bei sehr stark gedämpfter Antenne, welche ein Zustandekommen der Schwebungsstoßerregung ausschließt, nicht

Digitized by Google

vermeiden; für die jetzt meist benutzten Schirm- und T-Antennen ist er jedoch durchaus entbehrlich.

Die Herstellung und Innehaltung eines genauen Kopplungsgrades, insbesondere unter Verwendung eines Zwischenkreises, ist gleichfalls für die Praxis recht unangenehm, da bei fast allen Stationen verschiedene Wellenlängen, bzw. sogar eine kontinuierliche Wellenskala gewünscht wird und außer der Wellenlängenvariation alsdann stets jedesmal noch eine besondere Einstellung der Kopplung erforderlich sein würde.

R. H. Rendahl (Telefunken) hat eine Anordnung gefunden, bei welcher sowohl der Zwischenkreis vermieden wird, was möglich ist, da zur Zeit nur relativ schwach gedämpfte Schirmantennen verwendet werden, als auch eine nahezu konstante Kopplung selbst bei Wellenvariation innerhalb weiter Grenzen erzielt wird.

Die hierfür erforderliche Schaltung ist in der Abb. 170 wiedergegeben (siehe auch Abb. 26, S. 48). Die Selbstinduktion b, welche sowohl dem Stoßkreise als auch der Antenne gemeinsam ist, wird verhältnismäßig groß gewählt. Durch Änderung dieser Selbstinduktion, welche bei ausgeführten Stationen im allgemeinen durch ein Selbstinduktionsvariometer gebildet wird, wird die Wellenlänge sowohl des Stoßkreises als auch der Antenne geändert, und die Kopplung bleibt nahezu konstant, sofern weder die Stoßkreiskapazität noch die Antennenkapazität geändert wird. Gemäß I, S. 332 ff. ergibt sich nämlich für zwei durch eine Selbstinduktion miteinander gekoppelte Systeme der Kopplungskoeffizient

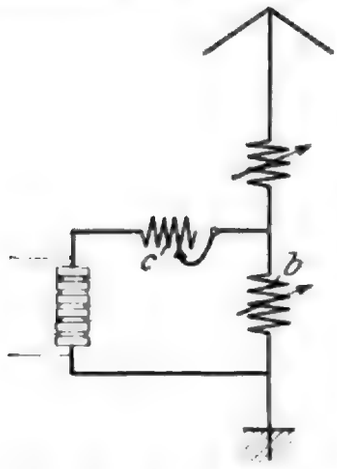


Abb. 170. Einkreisschaltung von R. H. Rendahl.

$$k = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = \sqrt{\frac{C_a}{C_s}} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}.$$

Lediglich um bei kleinen Wellen die Kopplung etwas loser machen zu können, ist noch eine besondere Selbstinduktionsspule c eingeschaltet, welche zweckmäßig regulierbar gemacht werden kann. Dieses kann auch insofern von Vorteil sein, als schon bei Sendern für mittlere Energien die Löschfähigkeit der Funkenstrecke im Anfang des Sendens, also im kalten Zustande, eine andere ist als später, nachdem der Sender längere Zeit im Betrieb war.

Energieregulierungseinrichtungen im Stoßkreise. Die Energieregulierung ist beim Schwebungsstoßverfahren in einfachster Weise und in weitem Bereiche durch Zu- und Abschalten von Funkenstrecken möglich, wodurch direkt die Hochfrequenzenergie quadratisch beeinflußt wird nach dem Ausdruck

$$\mathfrak{E}_s = n \cdot \frac{C_s V^2}{2},$$

worin V^2 direkt von der Funkenstreckenanzahl abhängt.

Die Abhängigkeit des Hochfrequenzstromes (Antennenstromes) von der Funkenstreckenzahl bei offener Funkenstrecke mit 0.2 mm Plattenabstand gibt Abb. 171 wieder. Es geht auch aus diesen Kurven hervor, daß mit Verdopplung der Funkenstreckenzahl die umgeformte Hochfrequenzenergie ($J_a^2 w$) vervierfacht wird.

Will man sehr große Hochfrequenzenergien erzeugen, so muß man allerdings sehr viele kurze Funkenstrecken in Serien schalten. Das heißt mit anderen

Worten, daß die Zündspannung gesteigert werden muß. Will man jedoch alsdann den Strom in der Funkenstrecke nicht unzweckmäßig anwachsen lassen, so muß man die Stoßkreiskapazität entsprechend kleiner wählen. Infolgedessen ist in dieser Hinsicht das Verfahren im Nachteil gegenüber den Funkensendern mit rotierender Funkenstrecke.

Auch eine Energieminderung, also z. B. für Stationen im Nahverkehr, ist durch Reduktion der Funkenstrecken auf eine Funkenstrecke oder sogar noch darunter in einfachster Weise möglich, ohne daß im allgemeinen mehr als Drosselspule und Vorschaltwiderstand einreguliert werden. Soll indessen die Hochfrequenzenergie noch weiter herunter reduziert werden, so kann man entweder in den Stoßkreis einen Widerstand einschalten oder die Kopplung zwischen Stoßkreis und Antenne loser machen (induktive Kopplung) als der normalen Stellung entspricht.

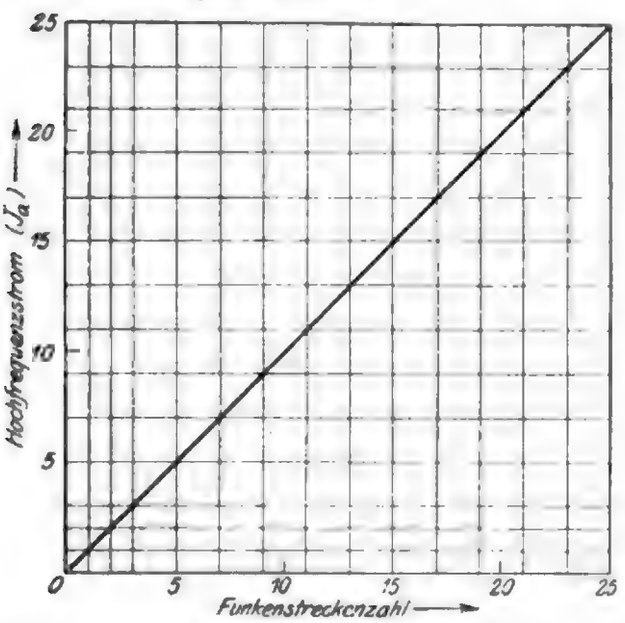


Abb. 171. Abhängigkeit des Hochfrequenzstromes von der Funkenstreckenzahl.

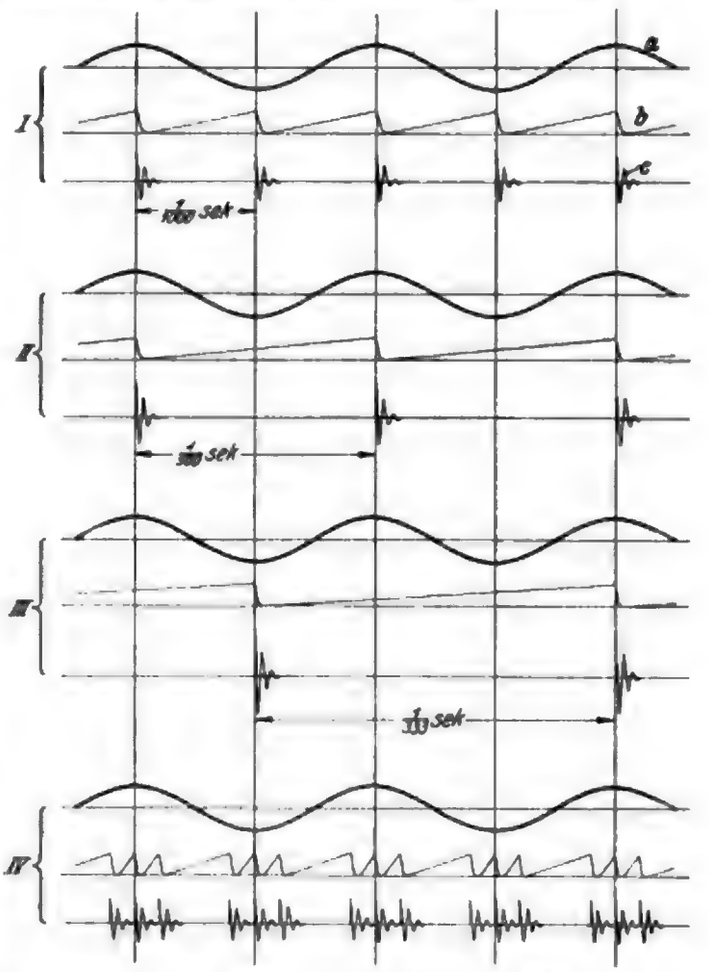


Abb. 172. Maschinenwechselzahl und Funkenzahl.

Maschinenwechselzahl und Funkenzahl beim Schwebungsstoßverfahren. Betrachtet man die im Stoßkreis erzeugten Funkenentladungen im Zusammenhang mit der Maschinenwechselstromkurve, so ergeben sich entsprechend den elektrischen Dimensionen und der Einstellung des Elektrodenabstandes der Funkenstrecke verschiedene Schwingungsmöglichkeiten, von denen einige in Abb. 172 zum Ausdruck gebracht sind.

Nimmt man zunächst einmal an, daß pro Maschinenwechsel eine einzige Funkenentladung im Stoßkreise stattfindet, so ergibt sich, untereinander dargestellt, für den Maschinenwechselstrom (Kurve *a*), die Aufladung des Stoßkreiskondensators (Kurve *b*) und den Funkenübergang (Kurve *c*) ein Bild, welches in Abb. 172 I dargestellt ist [1]).

[1]) Bei dieser wie den ähnlichen Darstellungen mußte aus zeichnerischen Gründen die Länge der Schwingungskomplexe *c* wesentlich und unmaßstäblich vergrößert werden.

Digitized by Google

Das Ausschwingen des vom Stoßkreise angestoßenen Schwingungskreises erfolgt alsdann z. B. gemäß den Abb. 162 bis 164 unten.

Besitzt der Maschinenwechselstrom 1000 Wechsel pro Sekunde, so wird entsprechend der Abb. 172 I der Stoßkreis 1000 mal in der Sekunde geladen, entladet sich 1000 mal in der Sekunde und erzeugt also 1000 Funkenübergänge pro Sekunde, wodurch ein reiner akustischer Ton im Empfangstelephon hervorgerufen wird, der lediglich durch ein nicht ganz regelmäßiges Einsetzen der Funkenübergänge oder durch eine verschiedene Höhe der Entladungsamplituden c beeinträchtigt werden kann (siehe auch das Schwingungsanalysatorbild, Abb. 334, S. 320, für einen Funken pro Wechsel).

Bei dem nach Abb. 172 I angenommenen Schwingungsvorgang war die Einsatzspannung des Funkens so gewählt, daß stets bei Erreichung des Maximalwertes jedes Maschinenwechsels ein Funkenübergang stattfindet.

Es ist aber auch möglich, genau wie dies bei den seltenen Funkenentladungen möglich war und sogar als zweckmäßig herausgefunden wurde (siehe gekoppelte Funkensender, Abb. 145), die Entladungen stets erst nach jedem zweiten oder sogar erst bei jedem dritten Wechsel übergehen zu lassen.

Die hierbei entstehenden Schwingungsbilder sind in Abb. 172 II für das Einsetzen des Funkens bei jedem zweiten Wechsel dargestellt — man erhält hierbei den um eine Oktave tieferen Ton — und in Abb. 172 III für den Fall, daß nur bei jedem dritten Maschinenwechsel ein Funkenübergang stattfindet, wodurch die tiefere Quinte erzielt wird.

Da die im Stoßkreis erzielte Energie und hiermit die Antennenenergie direkt von der Funkenzahl abhängt, ist selbstverständlich aus Energiegründen der Fall von Abb. 172 I der günstigste und der von Abb. 172 III der ungünstigste. Der letztere Fall wird daher wohl nur dann hergestellt, wenn es aus irgendwelchen Gründen unter Wahrung eines guten Tones darauf ankommt, absichtlich die ausgestrahlte Energie zu vermindern.

Neben diesen Fällen, bei welchen der Ton stets ein guter und „glockenreiner" ist und pro Maschinenwechsel höchstens eine Entladung in der Stoßkreisfunkenstrecke vorhanden ist, sind aber noch andere Fälle ohne weiteres denkbar und werden in der Praxis auch manchmal angewendet, in denen nämlich pro Maschinenwechsel mehrere Entladungen vorhanden sind.

Man bezeichnet derartige Entladungen (siehe oben S. 163) bekanntlich als „Partialentladungen".

Der Fall von drei Partialentladungen pro Maschinenwechsel ist in Abb. 172 IV wiedergegeben. Die hiermit zu erzielende Energie ist infolge der Steigerung der Funkenzahl selbstverständlich erheblich größer als bei Abb. 172 I bis III. Trotzdem wird eine derartige Station im allgemeinen keine größere Reichweite besitzen, da die Tonwirkung infolge noch hinzukommender Unregelmäßigkeiten und der verschiedenen Abstände der einzelnen Funkenentladungen eine mehr oder weniger schlechtere sein wird. (Das Analysatorbild für zwei Partialentladungen mit noch gutem Ton zeigt Abb. 335, S. 320.)

Im allgemeinen dürften drei Partialentladungen pro Maschinenwechsel das Äußerste sein, was man anwenden kann, wenn man noch einen leidlich brauchbaren Ton erzielen will. Bei mehr Entladungen überwiegen, wenn man nicht ganz besondere Vorsichtsmaßregeln anwendet, im allgemeinen die Unregelmäßigkeiten, und man erhält nur noch ein kratzendes und brodelndes Geräusch im Empfangstelephon.

Stoßerregungsanordnung mit langer Funkenstrecke. Löschröhrenanordnung von M. Wien. Ferner hat Wien auch versucht, die Stoßerregung mit langer Funkenstrecke und künstlicher Dämpfung ökonomischer zu gestalten, was er dadurch erreichte, daß er eine sogenannte Löschröhre in den die Funken-

Digitized by Google

strecke enthaltenden Kreis einschaltete (siehe Abb. 173). Er fand hierbei, daß, genau wie bei der Stoßerregung mit kleineren Funkenstrecken, die Dämpfung des Primärkreises sehr groß, mindestens aber 10mal größer als die des Sekundärkreises sein müsse, und daß die Kopplung nicht zu fest gemacht werden dürfe, um nicht mehrere Schwebungen zu erhalten.

Wien gibt an, daß er bei günstiger Form der Löschröhre einen Wirkungsgrad von 50—60% erhalten habe.

Die Anordnung von M. Vos. M. Vos (1903) versuchte die oben beschriebene Methode von M. Wien, mittels einer Löschröhre Stoßentladungen zu erzeugen, dadurch zu verbessern, daß er elektrodenlose Geißlerröhren, welche im Stoßkreis während der Aufladung als Kapazität, während der Entladung als Funkenstrecke wirken, anwandte. Die Geißlerröhre hatte hierbei die Gestalt eines Doppelbechers, der innen und außen mit Metallbelegen versehen war. Durchführungselektroden waren vermieden, wodurch der raschen Zerstörung der Wienschen Elektrodenlöschröhren vorgebeugt werden soll. Vos fand, daß die Kopplung nicht zu fest werden dürfe, da sonst Rückzündung eintritt. Der Wirkungsgrad soll nur etwa 30% betragen können, so daß im praktischen Betriebe derartige Röhren höchstens für Meßzwecke inbetracht kommen.

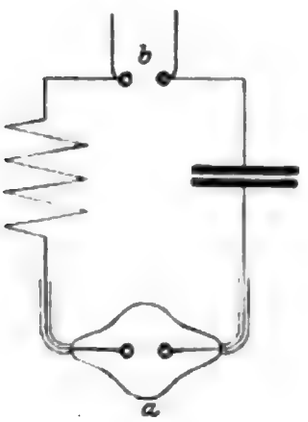


Abb. 173. Löschröhrenanordnung von M. Wien.

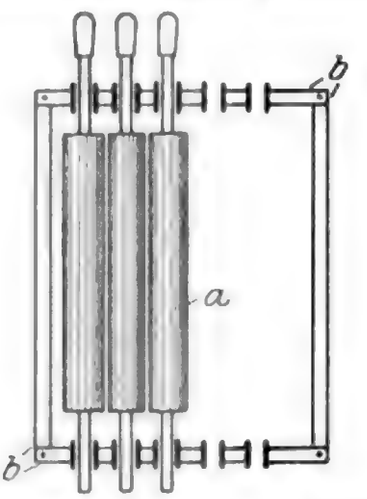


Abb. 174. Rollenförmige Funkenstrecke der Compagnie Générale.

γ) Stoßfunkenstrecken von R. v. Koch, Peuckert, E. F. Huth und Compagnie Générale Radiotélégraphique.

Ähnlich den Entladestrecken von Abb. 167 und 168, welche für das Wiensche Schwebungsstoßverfahren dienen, sind die mit Luftgebläse wirkende Funkenstrecke von v. Koch (Badische Anilin- und Sodafabrik), bei der zwei in sehr geringem Abstand voneinander befindliche Metallkonusse benutzt werden, zwischen denen Luft wirbelartig durchgeblasen wird, und die Rotations-Plattenfunkenstrecke von Peuckert, bei der wenigstens eine Elektrode rotiert und sich zwischen den in geringem Abstand voneinander montierten Elektroden eine Ölschicht befindet, die stets erneuert wird.

E. F. Huth schließt den Funkenraum nicht von der Außenluft ab, wie dies bei der Lepelschen Funkenstrecke der Fall ist, sondern läßt ihn vielmehr offen, um durch das Zuströmen frischer Luft die Entionisierung und Kühlung zu verbessern.

Ferner ist es auch, wie dies schon die Stoßfunkenstrecke von v. Koch zeigt, nicht unbedingt erforderlich, plattenförmige Funkenstreckenelektroden zu benutzen, sondern man kann auch gekrümmte Elektrodenflächen verwenden. So hat die Compagnie Générale de Radiotélégraphique die rollenförmige Funken-

Digitized by Google

strecke ausgebildet. Wie die schematische Abb. 174 zeigt, sind, um größere Energien umzuformen, mehrere derartige, aus gut wärmeleitendem Material hergestellte Rollenelektroden *a* verwendet. Hierbei können, um eine gleichmäßige, im übrigen nur sehr geringe Abnutzung zu erzielen, die einzelnen Rollen von Hand verdreht werden, und es kann eine gleichmäßige Verstellung des Abstandes sämtlicher Rollen durch eine Parallelverschiebung *b* bewirkt werden, wie dies schon bei manchen der älteren Funkenstrecken für seltene Funkenentladungen üblich war. Die Anzahl der hintereinander zu schaltenden Rollenelektroden richten sich auch hier nach der Größe der in Hochfrequenz umzuformenden Energie.

δ) Eigenschaften der Schwebungsstoßsender.

Zusammenfassend kann bezüglich des Schwebungsstoßverfahrens, insbesondere des Wienschen Verfahrens, das für die Praxis von größtem Interesse war und z. T. noch ist, folgendes festgestellt werden:

Die Funkenzahl kann ohne weiteres so gesteigert werden, daß ein beliebig hoher und musikalisch reiner Ton im Empfangstelephon erzielt wird, der zwar nur am Sender, nicht aber an der Empfangsstelle regulierbar ist, welcher sich aber gut aus atmosphärischen Störungen heraushören läßt. Da zudem die Funkenzahl und somit der Ton wenigstens beim Sender mindestens stufenweise variabel ist (Umschaltung der Polzahl der Wechselstrommaschine, Regulierung der Vorschaltdrosselspule usw.), kann auch in gewissen Grenzen eine akustische Selektion verschiedener Stationen stattfinden.

Als Nachteil ist anzusehen, daß die Tonreinheit von der Kopplung abhängig ist.

Die Zeit, in welcher Stoßkreis und angestoßenes System miteinander gekoppelt sind, ist im allgemeinen sehr kurz, infolgedessen ist der Sender praktisch meist einwellig, und es kann im Gegensatz zum gekoppelten Funkensender die volle Energie dieser einen Welle im Empfänger ausgenutzt werden.

Der Kopplungsgrad ist, wenn man nicht besondere Kunstgriffe (Hülfszündung, Steuerung mittels Abreißfunkenstrecke usw.) anwendet, kritisch und beträgt praktisch ca. 20—23%, allerdings ist dieser Übelstand durch eine besondere Schaltung von Telefunken, bei welcher die Kopplung des Stoßkreises und der Antenne nahezu konstant gehalten wird, wenigstens für Stationen kleiner und mittlerer Energie ziemlich behoben.

Die kontinuierliche Wellenskala ist bei den Schwebungsstoßsendern von den kleinsten bis zu großen Wellen herstellbar. Die gewünschte Welle ist sofort einstellbar. Die Herstellung sehr großer Wellen, insbesondere bei Sendern für sehr große Energien, bietet indessen konstruktive Schwierigkeiten schon aus Spannungsgründen. Es kommt aber noch eine andere, und zwar elektrische Schwierigkeit hinzu. Schon bei mittleren Wellenlängen können nämlich die Schwingungskomplexe im angestoßenen System so nahe aneinander kommen, bzw. direkt sich überdecken, daß sie sich zum Teil, wenn sie nicht genau in Phase einsetzten, gegenseitig stören, bzw. unwirksam machen. Alsdann kann man sich z. B. durch eine in die Antenne eingeschaltete Hilfsfunkenstrecke, welche die doch nur geringen Gewinn bringenden Schwänze abhackt, helfen. Ein weiteres Mittel, um die Schwingungen im angestoßenen Kreise phasengleich einsetzen zu lassen, scheint in der Hilfszündung zu bestehen.

Die Energiefrage ist ganz ungleich günstiger als bei den vorgenannten Funkensendern und auch besser als bei den meisten ungedämpften Sendern. Allerdings ist die Funkenspannung pro Funkenstrecke beim Schwebungsstoßsender viel kleiner, und damit wird das Funkendekrement größer als bei den

Digitized by Google

alten Funkensendern, aber infolge der kurzen Schwingungszeit im Stoßkreise kommt dies nicht so wesentlich inbetracht.

Der große Vorteil des Schwebungsstoßsenders mit Bezug auf die Antennenenergie ist die Tatsache, daß die Funkenzahl so erheblich gesteigert werden konnte.

Da jedoch mit einer Funkenstrecke stets nur eine bestimmte nach obenhin begrenzte Energie umgeformt werden kann, so wächst die Anzahl der notwendigen Funkenstrecken für Energien über etwa 80 KW. derartig, daß eine Beaufsichtigung und Betriebssicherheit in Frage gestellt sein können.

Die Energie ist ferner in weitesten Grenzen regulierbar. Für ganz kleine Sender ist, sofern man einen leidlichen Ton im Empfänger erzielen will, die Schwierigkeit vorhanden, einen Wechselstromumformer anwenden zu müssen. Bei Speisung mit Batteriestrom oder Akkumulatoren und Unterbrecherbetrieb ist der Ton kaum brauchbar.

Bezüglich der Antennenisolationsbeanspruchung gilt ungefähr dasselbe, was oben bei den gekoppelten Funkensendern ausgeführt war, jedoch ist zu beachten, daß es hier überhaupt nicht erforderlich ist, so hohe Spannungen, wie bei den seltenen Funkenentladungen zu wählen, und daß diese infolgedessen auch nicht genommen werden. Die maximale Spannungsamplitude ist noch hoch, wenngleich dieselbe etwas niedriger ist als im Stoßkreise; außerdem ist dieselbe nicht dauernd, sondern nur entsprechend der Funkenzahl vorhanden.

Die Antenne ist daher wesentlich besser ausgenutzt als bei seltenen Funkenentladungen; hingegen wird die gute Ausnutzung bei ungedämpften Schwingungen nicht erreicht.

e) Sender mit rotierender Funkenstrecke.

Weiterhin ist es auch gelungen, das ursprüngliche alte Funkensystem (seltene Funkenentladungen, Knarrfunken) außerordentlich zu verbessern und sehr häufige Funkenzahlen (bis zu 600 Funken pro Sekunde und mehr) dadurch zu erzielen, daß die Elektroden der Funkenstrecken gegeneinander bewegt und eventuell mit vorspringenden Elektroden versehen wurden. Hierdurch ist es nicht nur möglich gewesen, die Funkenzahl zu steigern und einen musikalischen Tonempfang zu erzielen, sondern es wurde auch die Möglichkeit erreicht, die größten bisher überhaupt mit einer Gasentladungsstrecke umgeformten Hochfrequenzenergien zu erzielen (siehe auch das Zahlenbeispiel auf S. 188).

Diese Funkenstreckenanordnung mit rotierenden Elektroden scheint von R. A. Fessenden und G. Marconi etwa zu gleicher Zeit (1904) in Vorschlag gebracht und durchgebildet zu sein. Soweit bekannt ist, sind fast sämtliche großen Marconistationen der Erde mit derartigen rotierenden Funkenstrecken versehen.

Wenn es auch möglich ist, mit derartigen Funkenstrecken unter bestimmten Bedingungen annähernd kontinuierliche Schwingungen zu erzielen, so soll dieser Fall erst weiter unten besprochen werden, während hier die erheblich wichtigere Erzeugung gedämpfter Schwingungen diskutiert werden soll.

a) Die rotierende Funkenstreckenanordnung von Marconi-Fessenden.

Das für die Anordnung zugrunde gelegte Schaltschema gibt Abb. 175 wieder.

Direkt auf der Welle der Wechselstrommaschine *a* (einphasiger Wechselstrom von 50—500 Perioden pro Sekunde je nach der Stationsgröße) unter Zwischenschaltung einer isolierenden Kupplung *b* ist die mit vorspringenden Elektroden

vorzüglich erfolgende Funkentelegraphie ermöglicht. Den Funkenübergang zwischen den Kugeln kann man durch Verstellen der Kugeln 1 und 2 und der Kopplungsspule 3 zur Zufluchtung des Resonanzzustandes, d. h. zur Erzielung des Funkenmaximums, einstellen. Zur Herstellung der Resonanzlage dient ein Voltmeter, das an die Kopplungsspule 3 angeschlossen ist und Wechselspannungen bis 1000 Volt, Schwingungszahlen bis 1000 in Sekunden anzeigt. Es ist aber auch möglich, Gleichströme anzuzeigen, indem ein Gleichrichter, welcher aus einem Glühkathodenrohr besteht, in den Voltmeterkreis eingeschaltet wird. Die Spannungsanzeigung ist dann eine Gleichstromanzeigung. Die Einstellung auf Resonanz erfolgt durch Verstellen der Kugeln 1 und 2 und der Kopplungsspule 3, welche dazu mit einer Schraubenspindel versehen ist.

Abb. 172. Schaltung der Kopplungsspule und des Voltmeters zur Herstellung der Resonanzlage des Funkenmaximums.

Abb. 173. Glühkathodengleichrichterrohr. Neuerdings werden Röhren mit Kühlwasserumlauf hergestellt, die bis 10 Kilowatt belastet werden können.

Bei der Antenne genügt es, die Stärke der Ausstrahlung zu überwachen, welche als „nach unserem" bezeichnet wird und die ein Maximum ist, wenn die Antenne mit der Wellenlänge des Senders in Resonanz steht. Die Stärke der Ausstrahlung ist wiederum durch Gleichrichten des Antennenstromes (Hochfrequenz) und durch dieses die Antenne direkt gemessen und angezeigt. Es ist aber auch möglich, die Antenne durch Kopplung mit einem nach rechts und links abstrahlenden Empfänger zu messen, der nicht selbst schwingt, sondern dort schwingt, wo Antennenschwingungen vorhanden sind, und dessen Stärke der Schwingungen ein Maß für die Antennenschwingungen ist.

Mittels der Kopplungsspule kann man die Stärke unserer eigenen Ausstrahlung, und so gibt ebenfalls die Kopplungsspule in die empfangende Station, die Stärke der Ausstrahlung der Gegenstation, deren verständnisvolle Abstimmung Arno von Heimburg ausgearbeitet hat.

Kurzschlußfunkenstreckenanordnung. Stellt man sich vor, daß der Elektrodenabstand klein und die Relativgeschwindigkeit der rotierenden Elektroden gegen die festen nicht sehr groß ist, so kann bei genügender Höhe der Zündspannung bereits ein Funkenübergang eintreten, bevor noch die Elektroden die geringste Entfernung zueinander besitzen. Wenn ferner die Kopplung zwischen geschlossenem Schwingungskreis und Antenne nicht sehr lose ist, so werden insbesondere bei kleinen Wellenlängen genau wie bei den seltenen Funkenentladungen ausgesprochene Schwebungen eintreten, von welchen Abb. 176 ein Beispiel darstellt.

Trotz des Vorhandenseins der Schwebungen und der hiermit verbundenen Zweiwelligkeit hat man die Vorteile hoher Funkeneinsatzspannungen und der Tatsache, daß der Funkenübergang mechanisch abgerissen wird, bevor die Amplituden einen zu kleinen Wert annehmen. Infolgedessen wird die Funkenstrecke rasch entionisiert, und es sind sehr häufige und wegen der hohen Einsatzamplitude auch sehr wirksame Schwingungskomplexe zu erzielen. Da hierbei die Elektroden der Funkenstrecke gleichsam einen Kurzschluß im Schwingungskreise herstellen, hat man diese Anordnung vielfach als „Kurzschlußfunkenstrecke" bezeichnet.

Abreißfunkenstreckenanordnung. Für den anderen interessanten Fall, welcher wohl von Marconi namentlich bei Großstationen ausschließlich benutzt wird, und für dessen Erreichung die Funkenstrecke, um es gleich vorweg zu nehmen, als „Abreißfunkenstrecke" bezeichnet wird, möge folgende Betrachtung vorausgeschickt werden.

Selbst bei sehr rascher Rotation, also sehr schneller Bewegung der Funkenelektroden gegeneinander, erfolgt dennoch die Annäherung und Entfernung der Elektroden voneinander, während welcher der Funkenübergang stattfindet, nicht so rasch, daß nicht wenigstens der überwiegende Teil der ersten Schwebung zum Ausdruck gelangte. Abb. 177 soll ein schematisches Bild des hierbei in-

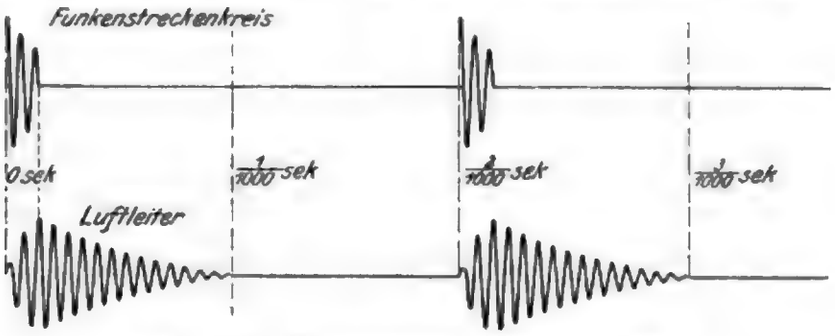


Abb. 177. Schwebungsstoßschwingungen.

betracht kommenden Schwingungsvorganges geben. Es ist vielmehr anzunehmen, daß, ähnlich wie bei der Wienschen Schwebungsstoßerregung, die Zeit, in welcher das geschlossene Schwingungssystem mit der Antenne gekoppelt ist, noch relativ recht groß ist, so daß während dieser Zeit auch die Nachteile des gekoppelten Systems vorhanden sind, wozu allerdings die Vorteile der häufigen Funkenzahl und der großen Funkeneinsatzamplituden hinzukommen.

Bei einer Wellenlänge von ca. 300 m und einer Umfangsgeschwindigkeit der Funkenelektrode von 100 m pro Sekunde ist der Weg, den die Funkenstreckenelektrode nach Einsetzen des Funkens bis zum ersten Energieminimum im geschlossenen Kreise bei einer derartigen Kopplung besitzt, sodaß eine Schwebungslänge von 10 Wellenlängen entsteht, nur $^1/_2$ mm. Die erforderliche Stärke der Elektroden ist aber stets größer als $^1/_2$ mm, und es geht hieraus hervor, daß mittels einer Elektrodenbewegung allein wenigstens bei kleinen und mittleren

Wellenlängen keine derartige „Abreißwirkung" erzielt werden kann, daß man eine wirkliche „Stoßerregung" erhält.

Es mag zugegeben werden, daß bei noch weiterer Erhöhung der Umfangsgeschwindigkeit (Marconi soll ca. 200 m pro Sekunde anwenden) und sofern der Funkenübergang erst im Moment der Gegenüberstellung der Elektroden eintritt, was gerade für die Abreißfunkenstrecke charakteristisch ist, ein sehr rasches Zünden und auch sehr rasches Abreißen des Funkenüberganges stattfindet, sodaß infolgedessen die Energie „stoßähnlich" auf das Sekundärsystem übertragen wird. Wenn man aber nach dem angeführten nicht von einer eigentlichen Stoßerregung sprechen kann, so ist jedenfalls eine vorzügliche mechanische „Löschwirkung" vorhanden, welche außer den geschilderten Vorteilen es ermöglicht, daß im geschlossenen Schwingungskreise nur verhältnismäßig wenige sehr schwach gedämpfte Schwingungen auftreten (Schwingungskreisdämpfung soll nur ca. 0,03—0,06 betragen), und daß eine immer noch gute Energieumsetzung stattfindet.

Im übrigen ist zu bemerken, daß bei sehr langen Wellen unter Umständen sogar von einer wirklichen Stoßerregung gesprochen werden kann, indem alsdann ja bereits nach sehr wenigen Hin- und Herschwingungen der Energie der Funken im Primärsystem abreißen kann.

Größe der Schwingungsenergie. In jedem der beiden vorgenannten Fälle ist die Schwingungsenergie, also somit auch die Antennenenergie ganz außerordentlich groß, und es erklärt sich auch hieraus die Benutzung des Systems der rotierenden Funkenstrecke insbesondere für die Großstationen.

Zahlenbeispiel: Es sei

C_s = Die Schwingungskreiskapazität = 1300000 cm = 1,44 Mf,
V = 30000 Volt,
n = 400 Funken pro Sekunde,

dann ist

$$\mathfrak{E}_s = n \cdot \frac{C_s \cdot V^2}{2} = 400 \cdot \frac{1300000 \cdot 30000^2}{2 \cdot 9 \cdot 10^{11}} = 260000 \text{ Watt.}$$

Ein Vergleich dieser Schwingungskreisenergiegröße mit den entsprechenden Zahlenwerten beim einfachen Marconisender, gekoppelten Funkensender, ja selbst beim Schwebungsstoßsender ist besonders interessant und zeigt die Überlegenheit des rotierenden Funkenstreckensenders infolge der großen möglichen Schwingungskreiskapazität, welche sehr große Schwingungsenergien erzielen läßt.

β) Die rotierende Serienentladestrecke von L. Rouzet.

Eine Abänderung und weitere Verbesserung der rotierenden Funkenstrecke ist von L. Rouzet (1910) angegeben worden. Diese beruht darin, daß gemäß Abb. 178 nicht eine oder zwei Funkenstrecken verwendet werden, welche den Nachteil besitzen, daß zwischen ihnen die volle Zündspannung liegt, sondern daß vielmehr eine Anzahl fester Funkenstreckenelektroden *b* und eine dementsprechende Anzahl beweglicher Elektroden *a* vorgesehen sind, wobei immer abwechselnd je zwei benachbarte Elektroden miteinander metallisch verbunden sind. Infolgedessen findet ein mehrfacher Serienfunkenübergang statt (unterteilte Funkenstrecke). Hierdurch wird der Vorteil erzielt, daß die vorhandene Spannung an der Gesamtfunkenstrecke in kleinere Einzelspannungen unterteilt wird, wodurch das Einsetzen der kleineren Funken regelmäßiger gestaltet

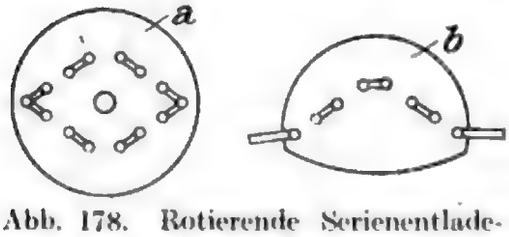


Abb. 178. Rotierende Serienentladestrecke von Rouzet.

wird, indem dieses stets nur an bestimmten, mechanisch genau definierten Punkten stattfindet, nämlich dann, wenn sich die Elektroden fast genau gegenüberstehen. Infolge der vorhandenen kleineren Zündspannungen ist die Beanspruchung pro Funkenstrecke geringer und die Abreißwirkung infolgedessen erhöht, so daß bei diesem Sender mit festerer Kopplung gearbeitet werden kann. Der Wirkungsgrad ist infolgedessen ebenfalls verbessert.

Die bewegten Funkenstreckenelektroden rotieren im übrigen auch bei dieser Anordnung synchron mit dem Anker der Wechselstrommaschine, so daß bei entsprechender Einstellung der beweglichen Elektroden das Einsetzen der Funken stets in den Zeitmomenten bewirkt werden kann, wenn der Kondensator maximal aufgeladen ist. (Siehe das Ausführungsbeispiel des Rouzetsenders, Abb. 1242, S. 380).

Die Arbeitsweise des Senders soll nach Angaben von Rouzet in zweifacher, voneinander verschiedener Weise möglich sein.

Bei der ersten Arbeitsweise wählt Rouzet den Elektrodenabstand und die Dimensionen des Schwingungssystems so, daß pro Periode nicht nur ein Funkenübergang, sondern ähnlich wie bei den Partialentladungen mehrere, etwa zwei oder drei Funkenübergänge (etwa Abb. 179 entsprechend) stattfinden.

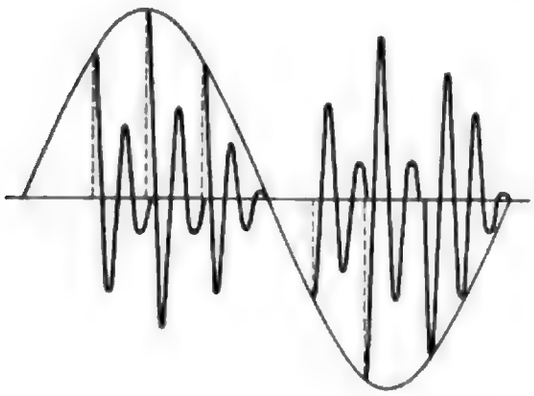


Abb. 179. Drei Funkenübergänge pro Maschinenwechsel.

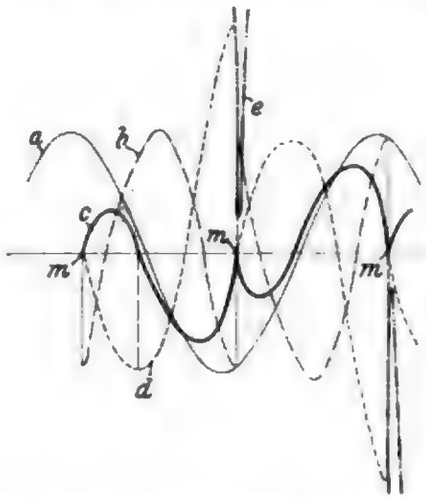


Abb. 180. Verdoppelte Schwingungsfrequenz.

Man erhält hierdurch einen tieferen Ton und diesem überlagert, entsprechend der Steigerung der Funkenzahl, einen höheren Ton. Dementsprechend ist auch die Antennenenergie höher und der Wirkungsgrad besser.

Bei der anderen Ausführungsform will Rouzet nicht die normale Resonanzgleichung

$$(2\pi\nu_{sec.})^2 \cdot \left(\frac{z_2}{z_1}\right)^2 C \cdot L_{ges.} = 1$$

zugrunde legen, sondern vielmehr die elektrischen Verhältnisse des Hochfrequenzkreises so wählen, daß nahezu mit einer gegenüber der Maschinenfrequenz verdoppelten Schwingungsfrequenz gearbeitet wird. Die sich alsdann ergebende Resonanzgleichung soll lauten:

$$\left(\frac{3}{2}\right)^2 \cdot (2\pi\nu_{sec.})^2 \cdot \left(\frac{z_2}{z_1}\right)^2 \cdot C \cdot L_{ges.} = 1$$

oder

$$(2\pi\nu_{sec.})^2 \cdot \left(\frac{z_2}{z_1}\right)^2 \cdot C \cdot L_{ges.} \backsimeq \frac{1}{2}.$$

Er beabsichtigt dies gemäß dem Schwingungsdiagramm von Abb. 180 dadurch zu erreichen, daß er die maximale Aufladungsspannung des Kondensators

gemäß Kurve *d* vor sich gehen läßt. Da aber nach dem Einsetzen des Funkenüberganges die Speisestromkurve *c* noch nicht vollkommen Null geworden ist, sondern vielmehr noch den in der Abbildung zum Ausdruck gebrachten Verlauf besitzt, demgemäß also noch ein gewisser Energiebetrag vorhanden ist, soll dieser zur weiteren Aufladung des Kondensators dienen. Der weitere Spannungsverlauf des Kondensators geht alsdann gemäß Kurve *d* vor sich. Es soll sich ferner infolge der größeren zur Verfügung stehenden Energie, die sich aus dem übrigbleibenden Stück des Ladestromes ergibt, eine höhere Aufladespannung des Kondensators ermöglichen lassen, wodurch die Schwingungsenergie vergrößert wird.

Von den weiteren gezeichneten Kurven bedeutet *a* die Speisespannung der Maschine, *b* die Spannung an den Sekundärklemmen des Transformators. Es sollen sich alsdann die Verhältnisse so einstellen, daß in denjenigen Zeitpunkten, in denen demgemäß die Transformatorspannungskurve durch Null geht, die Höchstwerte der Stromstärke in der Funkenstrecke vorhanden sind. Dementsprechend soll sich also die Ladungskurve *d* des Schwingungskreiskondensators ausbilden, welche eine doppelt so große Periode als die Speisespannungskurve der Maschine zeigt. In den Punkten *m* findet der Funkenübergang statt. Die Kurve *e* stellt die auf den Maßstab der anderen Kurven reduzierte Überschlagsspannungskurve der Funkenstrecke dar.

In Wirklichkeit läßt sich dieser theoretisch richtig durchdachte Gedanke nicht verwirklichen, da die Energie in der Funkenstrecke nach erfolgtem Funkenübergang nicht sofort gleich Null wird. Es findet vielmehr von dem Punkte *m* anfangend ein Ausschwingen der Energie statt.

Infolgedessen steht auch für die Aufladung des Kondensators nicht der gewollte Betrag, der sich aus dem übrigbleibenden Stromkurvenstück ergibt, wie oben geschildert, zur Verfügung. Die Folge davon ist, daß meist überhaupt keine Frequenzvergrößerung gegenüber der Maschinenfrequenz erzielt wird oder aber, daß sich eine mittlere Frequenz praktisch einstellt, und daß der Ton unsauber wird.

Mit einem ideal arbeitenden Unterbrecher müßte sich indessen der Gedanke verwirklichen lassen, und es erscheint nicht ausgeschlossen, dieses z. B. mittels der idealen Stoßerregung zu erreichen.

Wenn auch die Vorteile dieses Gedankens der Frequenzerhöhung in der Praxis sich nicht erzielen lassen, zu denen theoretisch noch der weitere Vorteil der hohen Ladespannung des Kondensators hinzu kommen würde, so bleiben dennoch die obigen Vorteile des regelmäßigeren und genau definierten Funkeneinsetzens und der Möglichkeit, fester koppeln zu können, bestehen. Im übrigen ist auch hier der günstige Umstand vorhanden, daß der erzielte Ton infolge der mechanischen Abreißwirkung der Funkenstrecke unabhängig ist von der Abstimmung, von der Kopplung und von der Antennenform. Als weiterer Vorteil kommt hinzu, daß die Einregulierung der Antennenenergie in einfachster Weise dadurch möglich ist, daß man mehr oder weniger Funkenstrecken kurzschließt. Bei einer bestimmten Funkenstreckenzahl ist beim Arbeiten im großen Wellenbereich die Antennenenergie konstant, was bei den Schwebungsstoßsendern bekanntlich nicht der Fall ist. Die Phaseneinregulierung der Funkenstrecke ist in einfachster Weise durch Drehen der die festen Elektroden enthaltenden Platte möglich, bis bei gutem Ton maximale Antennenleistung erzielt ist.

γ) Eigenschaften der Sender mit rotierender Funkenstrecke.

Für die Sender mit rotierender Funkenstrecke gilt sinngemäß das oben für die gekoppelten Sender und die Schwebungsstoßsender ausgeführte. Wesentlich ist also folgendes: Die Funkenzahl kann ohne weiteres und fast beliebig

gesteigert werden. Der im Empfänger zu erzielende Ton kann beliebig hoch und ohne weiteres musikalisch rein sein. Eine Regulierung der Tonhöhe ist in einfacher Weise durch Variation der Umdrehungszahl des Generators und hiermit der rotierenden Funkenstrecke gegeben.

Gegenüber den Schwebungsstoßsendern ist der Vorteil vorhanden, daß der Ton unabhängig von der Kopplung ist und stets rein erhalten werden kann.

Ein erheblicher Vorteil aller tönenden Funkensender, wenigstens solange man Hörempfang anwendet, besteht in ihrer charakteristischen Tonfrequenz (Tonhöhe), welches Charakteristikum im allgemeinen den ungedämpften Sendern vollkommen fehlt. Man kann daher bei gleicher Welle zwei Sender lediglich durch ihre Tonfrequenz voneinander unterscheiden.

Eine eigentliche Stoßerregung ist bei kleinen und mittleren Wellen nicht vorhanden. Bei großen Wellenlängen kann sie indessen vorhanden sein.

Im wesentlichen hat man es hier mit einer Weiterentwicklung und Verbesserung des gekoppelten Funkensenders zu tun. Der Sender ist infolgedessen zweiwellig, wenngleich infolge der von Marconi in seinen Großstationen stets angewendeten sehr losen Kopplung die zweite Welle wohl überhaupt nicht, jedenfalls aber nicht störend bemerkbar ist.

Weder die Herstellung kleiner noch großer Wellen macht Schwierigkeiten. Bezüglich einer kontinuierlichen Wellenvariation gilt für große Wellenlänge das bei den Schwebungsstoßsendern Ausgeführte. Zu beachten ist, daß hier, wie bei den gekoppelten Funkensendern sowohl der Funkenstreckenkreis als auch der Antennenkreis nachgestimmt werden muß.

Die Energiefrage ist bei Sendern mit rotierender Funkenstrecke, wenigstens bei größeren Energien recht günstig. Die Einsatzamplituden im Funkenstreckenkreise sind hoch und die Dämpfungsdekremente infolgedessen gering. Außerdem dürfte eine gute Nachlieferung der in den Kondensatoren aufgespeicherten Energien erfolgen. Die Schwingungskreiskapazität kann ohne weiteres groß gewählt werden.

Als Vorteil gegenüber den Schwebungsstoßsendern kommt inbetracht, daß die in der Antenne zu erzielende Energie auch in größerem Wellenbereiche konstant bleibt, während bei den Schwebungsstoßsendern, um mit größer werdender Wellenlänge die Antennenenergie konstant zu halten, die Zuschaltung von weiteren Funkenstrecken erforderlich ist.

Bemerkenswert ist, daß von allen Sendern, welche mit Gasentladungen arbeiten, die rotierenden Funkenstreckensender diejenigen sind, welche bisher die größte Energieumformung erzielen ließen. Günstig ist hierbei, daß die Funkenstrecke infolge der schnellen Rotationsbewegung rasch entionisiert wird.

Als Nachteil der Sender mit rotierender Funkenstrecke muß der immerhin nicht ganz einfache Aufbau und Betrieb der rasch rotierenden Funkenstrecke angesehen werden. Um die Entladungen in richtiger Phase einsetzen zu lassen, was insbesondere bei rotierenden Serienfunkenstrecken nicht ganz einfach ist, kann man sich durch drehbare Einstellung der feststehenden Elektroden helfen.

Bezüglich der Antennenisolationsbeanspruchung und Antennenausnutzung gilt das oben Gesagte.

f) Kombination mehrerer Entladestrecken.

Die Verwendung von mehreren Entladestrecken, welche z. B. hintereinander wirken sollen, um die gewünschten hochfrequenten Schwingungen zu erzeugen, ist öfters und von verschiedenen Forderungen ausgehend vorgeschlagen worden.

Man kann zwei verschiedene Gesichtspunkte unterscheiden, aus denen heraus die Vereinigung bzw. Serienschaltung mehrerer Funkenstrecken oder Funkenstreckengruppen (Serienfunkenstrecken) Anwendung gefunden haben.

Digitized by Google

Bei der ersten Gruppe ist der Hauptgesichtspunkt der der Frequenzsteigerung.

Um die Isolationsschwierigkeiten, insbesondere der Antennendurchführung, beheben zu können, wurde von Slaby-Arco (α) mittels eines ersten Funkenstreckenkreises Mittelfrequenz und alsdann mittels eines zweiten besonderen Funkenstreckensystems Hochfrequenzenergie hergestellt.

Eine ähnliche Anordnung, allerdings außerdem noch zu dem Zweck, mittels einer Frequenzerhöhung tönende Signale zu erzeugen, liegt der Frequenzerhöhungsschaltung von O. Scheller (β) zugrunde.

Auch die weitere Anordnung unter Benutzung einer rotierenden Funkenstrecke und einer gewöhnlichen Funkenstrecke von O. Scheller (Lorenz, A.-G.) (γ) beruht auf dem Frequenzsteigerungsprinzip mittels mehrerer Funkenstreckenkreise und setzt gewissermaßen das unter α) gegebene Prinzip in moderner Form fort.

Als zweite Gruppe kann man diejenigen Funkenstreckenkombinationen ansehen, welche teils getroffen wurden, die Energie in einer Funkenstrecke oder Serienfunkenstrecke zu begrenzen, um die Funkenstrecke zu schonen und deren Abnutzung gering zu halten, teils um den Schwingungsvorgang, insbesondere beim Schwebungsstoßverfahren, präzise einsetzen und auslöschen zu lassen. Zu den ersteren gehört die Funkenstreckenentlastungsschaltung von Fleming (δ), zu den letzteren die Kombination einer Einsatzfunkenstrecke mit einer Löschfunkenstrecke von G. Seibt (ε), die Serienschaltung von F. Gerth (ζ) und die Kombination von Löschfunkenstrecke mit Abreißfunkenstrecke von R. Herzog (Lorenz, A.-G.) (η).

α) Alte Mittelfrequenz-Hochfrequenzschaltung von Slaby-Arco.

So stellte es sich gleich bei den ersten Installationen auf Schiffen nach dem Marconisystem in Deutschland in denjenigen Fällen, in denen man mit der Antennenzuleitung durch ein Panzerdeck hindurchgehen mußte, heraus, daß mit den damaligen Isolationsmitteln und bei den außerordentlich hohen Spannungen der direkten Marconischaltung eine Isolierung an der bzw. den Durchgangsstellen nicht möglich war. Es wurde infolgedessen von Slaby-Arco (ca. 1899) eine Schaltung verwendet, bei welcher zunächst einmal unter Verwendung einer Funkenstrecke mittelfrequente Schwingungen, d. h. Schwingungen sehr großer Wellenlänge, erzeugt wurden. Mit dieser Mittelfrequenzenergie ging man noch, während sie nur hohe Spannung besaß, durch das Panzerdeck hindurch und benutzte einen zweiten Transformator nebst Funkenstrecke, um direkt in der Antenne hochfrequente Schwingungen zu erzeugen. Hiermit waren die Spannungsschwierigkeiten beseitigt. Der dabei auftretende Schwingungsvorgang deckt sich ungefähr mit dem in Abb. 183, S. 194 dargestellten.

β) Frequenzerhöhungsschaltung von O. Scheller.

Aus dem Gedanken heraus, die Funkenübergänge bei Stoßsendern möglichst regelmäßig zu gestalten, entstand ferner die Anordnung, daß durch Benutzung einer oder mehrerer besonderer Entladestrecken das Übergehen der Funkenentladungen mindestens in gewissen Grenzen gesteuert werden sollte.

Es sollten zu diesem Zweck zwei oder noch mehrere Systeme benutzt werden, von denen jedes eine besondere Entladestrecke enthielt, und wobei die Energie allmählich vom ersten System ins zweite und eventuell noch in weitere Systeme wandern sollte, und daß durch jedes System eine Frequenzerhöhung bewirkt werden sollte.

Die Anordnung, die sich alsdann ergibt (O. Scheller 1907) kennzeichnet Abb. 181. Die erste Entladestrecke a kann hierbei mit Gleich- oder Wechselstrom

Digitized by Google

betrieben werden Die Speisespannung braucht 1000 Volt kaum zu überschreiten; die Kondensatoren *b* sollen möglichst gleich groß sein Es werden alsdann im Schwingungssystem *a b c b* Schwingungen von einer Entladungszahl von mindestens 500 pro Sekunde erzeugt. Mittels des Transformators *c d* wird auf höhere Spannung hinauftransformiert, und es können alsdann bei richtiger Dimensionierung des rechts in der Abbildung dargestellten Systems etwa 5000 Entladungen oder mehr pro Sekunde erzielt werden, sobald das System *d f g f d* mit *a b c b a* in Resonanz ist. Auf diese Weise erhält man den Vorteil, im zweiten System Schwingungen höherer Frequenz zu erzielen, selbst wenn man die erste Entladestrecke *a* mit einer verhältnismäßig niedrigen Gleich- oder Wechselstromspannung betreibt. Diese Anordnung weist somit bereits die typischen Merkmale der „idealen Stoßerregung" auf.

Es ist auch möglich, beide Entladestrecken in einer zu vereinen. Man erhält dann ohne weiteres die typische Schaltung des Vieltonsystems (siehe Abb. 225, S. 227), wobei also zu einer Entladestrecke ein Kreis mit einer sehr niedrigen Frequenz (Duddellkreis) und ein anderer Kreis mit sehr hoher Frequenz der gewünschten Wellenlänge entsprechend (Stoßkreis) parallel geschaltet ist.

Bezüglich des gesteuerten Schwingungsvorganges in diesem System wird auf den auf das Vieltonsystem bezugnehmenden Abschnitt verwiesen.

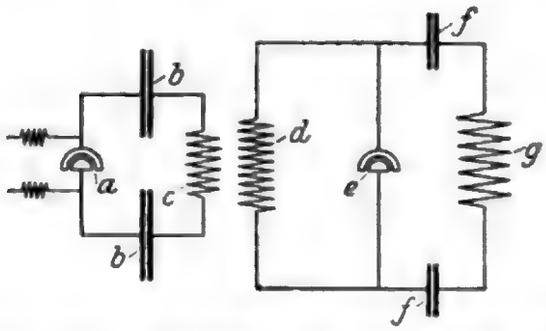


Abb. 181. Frequenzerhöhungsschaltung von O. Scheller.

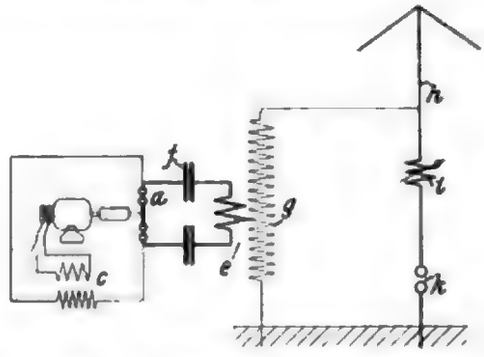


Abb. 182. Schaltung für verbesserte Abreiß- und Stoßwirkung.

γ) Neuere Mittelfrequenz-Hochfrequenzschaltung von O. Scheller (Lorenz A.-G.).

Eine weitere Anwendung der Kombination von zwei Entladestrecken, ähnlich der oben geschilderten von Slaby-Arco, findet sich bei der folgenden Anordnung:

Die rotierende Funkenstrecke, wie sie Marconi verwendet, ist zur eigentlichen Stoßerregung nicht ohne weiteres verwendbar. Sie ergibt vielmehr, wie wir oben gezeigt haben, ebenso wie die langen Funkenstrecken, abgesehen ev. bei sehr großen Wellen und sehr loser Kopplung, eine Zweiwelligkeit, wenngleich es infolge guter Kühlung möglich ist, mit der rotierenden Funkenstrecke häufige Funken zu erhalten und dadurch einen Tonempfang herbeizuführen.

Um beide Vorteile zu erzielen, also eine gute Abreißwirkung und eine gute Stoßwirkung, hat O. Scheller (Lorenz A.-G.) vorgeschlagen, eine rotierende Funkenstrecke zu verwenden, welche die Mittelfrequenz erzeugt, hiermit den Luftdraht aufzuladen und diesen alsdann sich über eine zweite Funkenstrecke entladen zu lassen. Die Anordnung ist in Abb. 182 wiedergegeben. Die rotierende Funkenstrecke *a* ist direkt auf der Welle der Wechselstromdynamo montiert. Mittels des Hochspannungstransformators *c* wird die erforderliche Spannung zum Aufladen der Kondensatoren erzeugt. Unter Vermittlung der Primärspule des Tesla-Transformators *e* und der Kondensatoren *f* werden

alsdann in diesem Kreise mittelfrequente Schwingungen hervorgerufen. Die Wellenlänge dieser Schwingungen soll gegenüber den benutzten Hochfrequenzschwingungen sehr groß sein. Mit der Primärspule des Tesla-Transformators *e* ist eine Hochspannungsspule *g* verbunden, welche einerseits geerdet sein kann, andererseits mit dem in der Antenne *h* befindlichen Abstimmungselement *i* und der Funkenstrecke *k* verbunden ist, welch letztere irgend eine beliebige Funkenstrecke, also auch eine solche mit großem Elektrodenabstand, sein kann.

Der sich alsdann ausbildende Schwingungsvorgang ist in Abb. 183 zum Ausdruck gebracht. Der Kopplung entsprechend wandert die Energie mehr oder weniger schnell in die Antenne, wodurch die Spannungsamplituden von Schwingung zu Schwingung ansteigen, bis sie einen Wert erreichen, bei welchem die in der Antenne liegende Funkenstrecke durchschlägt. Von diesem Moment an schwingt die Antenne einwellig in ihrer Wellenlänge. Für die Strahlung kommen allein die Antennenschwingungen in betracht. Eine Zurückwanderung der Energie ist nicht zu befürchten, da die Antennenfunkenstrecke nach dem Einsetzen des Funkens in ihr einen Kurzschluß darstellt.

Abb. 183. Schwingungsvorgang bei verbesserter Abreiß- und Stoßwirkung.

Eine besondere Annehmlichkeit dieser Schaltung besteht darin, daß man infolge der vorhandenen Einwelligkeit zur Wellenvariation lediglich die in der Antenne liegenden elektrischen Größen, wie z. B. ein Antennenselbstinduktionsvariometer, zu verändern braucht, und daß nicht, wie sonst auch beim Schwebungsstoßverfahren, zwei Kreise abzustimmen sind.

δ) Funkenstreckenentlastungsschaltung von J. A. Fleming.

Andere Gesichtspunkte waren für J. A. Fleming (1901) und andere maßgebend, mehrere je eine Funkenstrecke enthaltende Schwingungskreise anzuwenden (Abb. 184), welche in Serie geschaltet benutzt wurden. Jeder dieser Schwingungskreise erhielt eine höhere Frequenz, bis schließlich die gewünschten hochfrequenten Schwingungen auf die Antenne übertragen wurden. Bei diesen Anordnungen war im wesentlichen der Gesichtspunkt maßgebend, die sogenannten „inaktiven Funken", welche bei einer gewöhnlichen Funkenstrecke leicht auftreten können, zu verhindern.

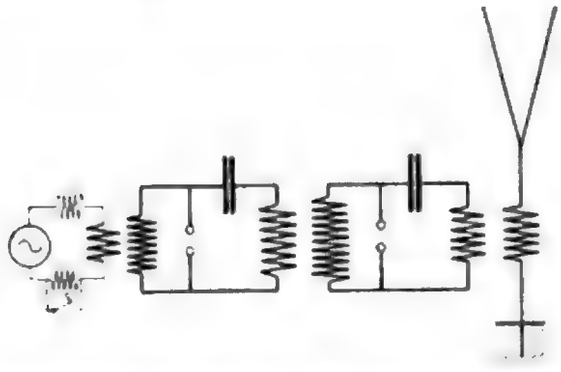


Abb. 184. Kaskadenfunkenkreisanordnung von J. A. Fleming.

Man wollte gleichsam die Funkenstrecke elektrisch entlasten und erreichte dies zweifellos auch bis zu einem gewissen Grade, ohne jedoch den prinzipiellen Mangel beseitigen zu können, welchen diese relativ langen Funkenstrecken ja immer besitzen, nämlich das Auftreten von Schwebungen und infolgedessen Zweiwelligkeit.

ε) Kombination einer Einsatzfunkenstrecke mit einer Löschfunkenstrecke von G. Seibt.

Weiterhin ist noch zu erwähnen, daß vielfach die Kombination mehrerer verschiedener Entladestrecken vorgeschlagen worden ist, um sowohl das Einsatz-

potential mittels einer Hauptfunkenstrecke, als auch das präzise Aufhören (Abreißen) des Schwingungsvorganges mittels einer zweiten Funkenstrecke zu bewirken (siehe auch Abb. 186).

Von G. Seibt (1909/10) sind zwei derartige Funkenstrecken in Serienschaltung angegeben worden, wobei die eine Funkenstrecke im wesentlichen als Einsatzfunkenstrecke wirkt, während die andere, bei welcher während der Entladung der Widerstand stark zunimmt, die Löschwirkung hervorbringt.

Hierdurch wollte Seibt sicher vermeiden, daß auch bei sehr kurzer Dauer der ersten Schwebung, wenn die die Löschwirkung besitzende Hauptfunkenstrecke ihre Leitfähigkeit noch nicht vollkommen verloren hat, doch nicht Energie vom Sekundärsystem auf das primäre System zurückströmt. Da bei dieser Anordnung der Ladungsstrom die zweite die Löschwirkung besitzende Funkenstrecke passiert und diese hierdurch erwärmt, schaltet man, um dieses zu verhindern, parallel zu ihr eine sehr große Selbstinduktion.

ζ) Serienschaltung von rotierender mit Löschfunkenstrecke von F. Gerth.

Zeitlich später ist von F. Gerth (Lorenz A.-G.) 1913 gemäß Abb. 185 die Serienschaltung einer rotierenden Entladestrecke *b*, welche die Entladungen einsetzen läßt, mit einer Löschwirkung besitzenden ruhenden Funkenstrecke *a*, welche die Stoßschwingungen möglichst noch vor dem ersten Schwebungsminimum zum Erlöschen bringt, angegeben worden zu dem Hauptzweck, um die elektrischen und mechanischen Funktionen des Schwingungserzeugers voneinander zu trennen und auf diese Weise sowohl eine starke Erwärmung und Beanspruchung der Funkenstrecke zu verhindern, als auch ein präzises Einsetzen der Entladungen herbeizuführen. Hierdurch kann sowohl die Kopplung fester gemacht werden, und man ist überhaupt unabhängiger von der Kopplung, welche nicht mehr so kritisch ist als bei der reinen Schwebungsstoßerregung, als auch ein guter Ton des Senders betriebssicherer hergestellt werden.

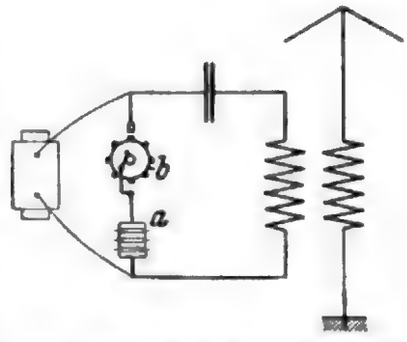


Abb. 185. Serienschaltung von rotierender und Stoßfunkenstrecke von F. Gerth.

Die gleichmäßige Funkenfolge wird hierbei durch die rotierende Funkenstrecke gewährleistet, welche ein regelmäßiges Einsetzen des Funkenüberganges bewirkt, so daß es möglich ist, auch mit Gleichstrom von genügender Spannung einen gleichmäßigen Entladungsabstand und somit einen guten Ton herzustellen.

Durch Ausnutzung des Resonanzphänomens der Speiseleitung kann man eine große Variation der Tonzahl erzielen, indem man Töne erhalten kann, deren Schwingungszahl ein vielfaches, bzw. einen Bruchteil der von der Wechselstrommaschine erzeugten Periodenzahl ergibt.

Bei 500 periodigem Wechselstrom sind beispielsweise 8 verschiedene Töne möglich.

η) Kombination von Löschfunkenstrecke mit Abreißfunkenstrecke von R. Herzog (Lorenz A.-G.).

Eine weitere Verbesserung des Schwebungsstoßverfahrens der Lorenz A.-G. (R. Herzog 1914) stellt die Schaltung gemäß Abb. 186 dar. Es ist hierbei nicht nur eine gewöhnliche Löschfunkenstrecke *a* vorgesehen, welche als Arbeitsfunkenstrecke dient, sondern es ist vielmehr noch eine weitere Funkenstrecke *b*

Digitized by Google

in den Stoßkreis eingeschaltet, die zweckmäßig eine Abreißwirkung besitzen soll und z. B. kalottenförmige Elektroden aufweisen kann.

Die Wirkungsweise der Anordnung ist unter Berücksichtigung der Arbeitsweise des Hochspannungstransformators oder Induktors c und unter weiterer Berücksichtigung des Umstandes, daß die Zündspannung der Funkenstrecke a größer gewählt ist als die der Abreißfunkenstrecke b, folgende:

Zunächst ist in der Funkenstrecke b kein Funkenübergang vorhanden, in a selbstverständlich auch nicht. Der Induktor ist auch nicht einmal kapazitiv belastet, wie dies sonst bei den Funkensendern der Fall ist; es findet vielmehr eine allmähliche Spannungssteigerung an den Sekundärklemmen des Induktors statt. Sobald nun die Durchschlagsspannung für die Funkenstrecke b erreicht ist, findet in ihr ein Funkenübergang statt. Dies ist die erste Arbeitsperiode. Nunmehr erst wird der Kondensator wirklich aufgeladen, wobei also die Funkenstrecke b eigentlich eine Verzögerung der Aufladung bewirkt. Während dieser zweiten Arbeitsperiode haben also die Abreißfunkenstrecke b und der Hochspannungstransformator im wesentlichen nur die Funktion der Aufladung

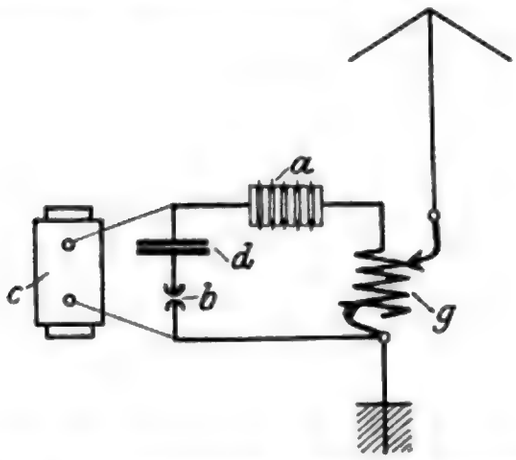


Abb. 186. Löschfunken- und Abreißfunkenstreckenkombination v. R. Herzog.

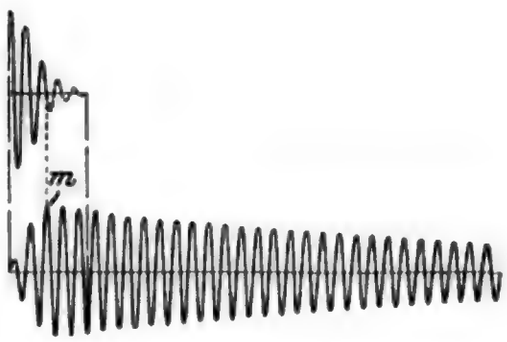


Abb. 187. Schwingungsbild bei verbesserter Lösch- und Abreißwirkung.

des Stoßkreiskondensators d. Die im Kreise $c\,d\,b$ erzeugten Schwingungen sind niederfrequent.

Sobald die Ladespannung des Kondensators d eine genügend hohe ist, erfolgt in der Arbeitsfunkenstrecke a der Funkenübergang, und es findet nunmehr erst im Stoßkreise $a\,d\,b\,g$ der Übergang der hochfrequenten Schwingungen statt. Während dieses Zeitraumes der dritten Arbeitsperiode wirkt die Funkenstrecke b als kleiner Ohmscher Widerstand. Der Hochspannungstransformator erzeugt eine neue Hochspannung.

Sobald eine gewisse untere Spannungsgrenze erreicht ist (entsprechend dem Punkte m der im Sekundärkreise erzeugten Schwingung, Abb. 187), hört der Funkenübergang in der Funkenstrecke a auf, und es ist ohne weiteres denkbar, daß dieses bereits vor Erreichung des ersten Schwebungsminimums eintritt, da ja zwei Funkenstrecken hintereinander geschaltet sind. Inzwischen hat der Hochspannungstransformator wieder die nötige Hochspannung hervorgerufen, und es setzt wieder die erste Arbeitsperiode ein.

Wahrscheinlich nimmt der Hochspannungstransformator an dem Zustandekommen der kurzen Vorgänge einen wesentlichen Anteil, indem er die Energie zu bestimmten Zeitpunkten in den Stoßkreis gleichsam „hineinpumpt". Daß diese Zeitpunkte offenbar ziemlich genau fixiert sind, geht schon daraus hervor, daß ja, bevor der Funke in der Funkenstrecke b übergeht, der Transformator

überhaupt unbelastet ist. Durch die genaue Fixierung der Übergangszeitpunkte wird auch der Vorteil eines besseren Tones des Senders erzielt, während durch das frühere Abreißen der Schwingungen im Stoßkreise eine festere Kopplung dieses letzteren mit dem Verbrauchssystem möglich ist.

ϑ) Löschfunkenstrecke mit ultravioletter Bestrahlung und Abreißwirkung von R. Herzog (Lorenz A.-G.).

Während bei den bisherigen Anordnungen in der Hauptsache der Gesichtspunkt betont war, den Schwingungsvorgang im Stoßkreise bereits zu einem Zeitpunkt abzureißen, wo die Schwingungsamplitude noch eine gewisse Größe besitzt, war der andere Gesichtspunkt des regelmäßigen Einsetzens der Stoßkreisschwingungen nur gestreift worden. Es ist aber selbstverständlich außerordentlich wesentlich, auch das Einsetzen der Schwingungen zu genau definierten Zeitpunkten vor sich gehen zu lassen. Die Anordnung gemäß Abb. 188 von R. Herzog (Lorenz A.-G., 1917) soll durch die vorgesehene Bestrahlungsfunkenstrecke hierzu die Hand bieten.

Durch die automatisch zu bestimmten Zeitpunkten einsetzende ultraviolette Bestrahlung der Funkenstrecke *b* werden in der Arbeitsfunkenstrecke *a* genügend rasch, leitende Ionen erzeugt und hierdurch der Entladeverzug aufgehoben oder wenigstens wesentlich verringert.

Genau wie bei Anordnung nach Abb. 186 muß die Durchschlagsspannung der Funkenstrecke *a* größer gehalten sein als die die ultraviolette Bestrahlung erzeugende Funkenstrecke *b*.

Es tritt alsdann folgende Arbeitsweise der Anordnung ein.

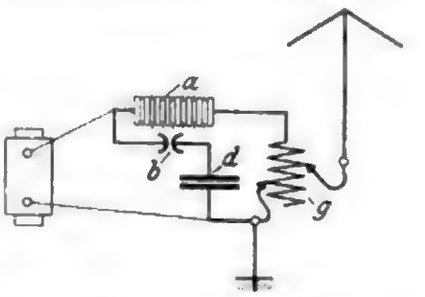


Abb. 188. Bestrahlte Funkenstrecke.

In der Funkenstrecke *b* wird, sofern die Spannung am Transformator genügend gestiegen ist, ein Funkenübergang eingeleitet. Hierdurch wird der Kondensator *d* aufgeladen. Dadurch, daß der in *b* einsetzende Funkenübergang die Arbeitsfunkenstrecke *a* bestrahlt und hierdurch den Raum zwischen den Platten ionisiert, kann sich nunmehr der Kondensator *d* über die Funkenstrecke *a* und die Selbstinduktion *g* entladen.

Würde *a* dauernd ionisiert werden, so würde der Widerstand nach dem Entladungsübergang noch etwas geringer sein als vor der Entladung, wodurch ein Zurückfluten der auf die Antenne übertragenen Energie, also Rückzündung möglich wäre, was die oben gekennzeichneten Schwierigkeiten und Betriebsstörungen im Gefolge haben würde. Dadurch aber, daß, das Stromminimum im Stoßkreis nach erfolgter Entladung vorhanden ist, reicht die Spannung nicht mehr aus, um die beiden Funkenstrecken *a* und *b* zu durchschlagen. Von *b* findet daher keine ultraviolette Bestrahlung mehr statt, und in *a* kann sich ein neuer Funkenübergang nicht mehr ausbilden.

Im übrigen hat diese Schaltung noch den Vorteil, daß durch die Ionisationswirkung der die ultraviolette Bestrahlung liefernden Funkenstrecke eine größere Anzahl von Einzelarbeitsfunkenstrecken *a* vorgesehen werden kann unter sonst gleichen Verhältnissen. Die Ionisierungs- und Entionisierungsarbeit pro Funkenstrecke ist also somit geringer.

G. Schwingungen mit konstanten Amplituden.

Die theoretischen Gesichtspunkte für die Schwingungen 1. und 2. Art waren bereits oben (S. 136 ff.) entwickelt worden. Es sei nur wiederholt, daß der Lichtbogen während des Aufladens des Schwingungskreiskondensators einen

höheren Widerstand zeigen muß als während der Entladung, um regelmäßige Schwingungen zu erzielen. Es muß also im Ladestadium die erzeugte Elektronenzahl insbesondere an dem negativen Lichtbogenfußpunkt eine entsprechend größere sein, was abgesehen von den besonderen anzuwendenden Mitteln, die „lichtbogenhysteresisvermindernd" wirken, durch die demgemäß einzuregulierende Gleichstromstärke bewirkt wird. Infolge der fallenden Charakteristik des schwingungsfähigen Lichtbogens ist er imstande, im angehängten Kondensatorkreis Schwingungen zu erzeugen.

Wir kommen nunmehr zu den Erzeugungsarten und besonderen physikalischen Verhältnissen.

a) Lichtbogenschwingungen nach Duddell-Poulsen.

α) Ältere Lichtbogenanordnung von E. Thomson u. a.

Man hat schon frühzeitig versucht, mit Hilfe des Lichtbogens Schwingungen zu erzeugen (E. Lecher 1888, E. Thomson 1892, N. Tesla 1895), hat aber wohl nur Lichtbogenschwingungen dritter Art (siehe oben S. 140, Abb. 118) hervorrufen können.

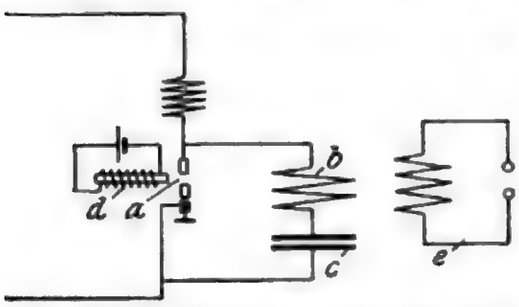


Abb. 189. Lichtbogenschaltung von E. Thomson.

Die recht hübsche Anordnung von E. Thomson zeigt Abb. 189.

a ist die Entladestrecke, bestehend aus Metallelektroden, in welcher kein reiner stationärer Lichtbogen brennen darf, da alsdann die wirksame Schwingungserzeugung im System *b c* aufhören würde. Zu diesem Zweck wird der Entladestrom bei *a* durch einen Magneten *d* oder Luftstrom angeblasen.

Beim Betriebe der Entladestrecke *a* konnte im Spulensystem *e* Hochfrequenzenergie entnommen werden, welche kontinuierliche Schwingungsform in besonderen Fällen besitzen mochte (siehe auch S. 167).

β) Die angeblasene Entladestrecke von N. Tesla.

Wenige Jahre nach Thomson gab N. Tesla eine ähnliche Einrichtung an, bei welcher gleichfalls für die Umformung von Gleichstromenergie eine angeblasene oder in dem besonderen Teil einer Flamme angeordnete Metallentladungsstrecke angewandt wurde.

Die Anordnung war im wesentlichen stets dieselbe und entspricht zeichnerisch dem von einer Funkenstrecke angestoßenen Schwingungskreise (siehe z. B. Abb. 144). Anstelle der Funkenstrecke wird lediglich der Lichtbogen gesetzt, welcher bei passender Dimensionierung und richtiger Wahl der Schwingungskreiskonstanten nachgelieferte, d. h. kontinuierliche und ungedämpfte Schwingungen erzeugt.

γ) Die Duddellanordnung. Einrichtung von Wertheim-Salomonson u. a.

Die prinzipielle Schaltung ist schematisch in Kapitel II, Abb. 24 wiedergegeben. Sie wurde auch von Duddell 1900 bei seinen bekannten Versuchen mit dem „tönenden Lichtbogen" angewendet. Duddell hat wohl als erster für die Lichtbogenelektroden Bogenlampenkohlen benutzt, welche eine gleichmäßige Schwingungserzeugung bei allerdings nur sehr geringer zu entziehender Energie ermöglichen, und bei denen man leicht die Bedingungen der fallenden Charakteristik (siehe Abb. 110), d. h. daß $\frac{dV}{dJ}$ negativ ist, erhalten kann.

Digitized by Google

Die mittels der Duddellanordnung erzielbaren Schwingungen besitzen eine sehr niedrige Periodenzahl (ca. 10 000 Schwingungen pro Sekunde), so daß eine direkte Tonreizung der Gehörnerven stattfindet.

Man erhält mittels der Duddellanordnung bei geringer Energieentziehung Lichtbogenschwingungen 1. Art, das sogenannte „reine Duddell-Phänomen". Die Spannungskurve *B* und die Stromkurve *A* an und im Lichtbogen, sowie die Kurve des Stromes *C* im Schwingungssystem einer Oszillographenaufnahme gibt Abb. 190 wieder. Die Stromstärke im Lichtbogen bleibt hierbei stets oberhalb der Nullinie.

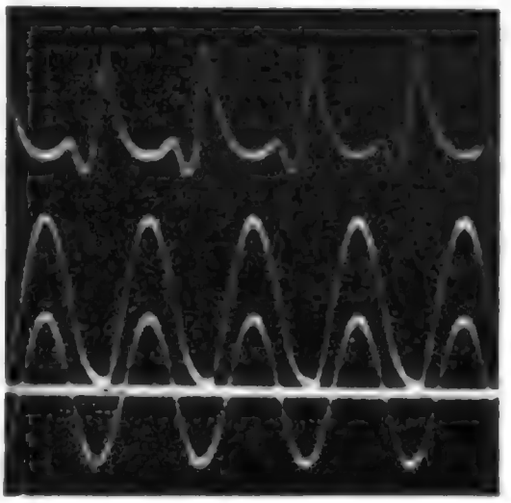


Abb. 190. Schwingungen 1. Art (reines Duddellphänomen).

Duddell ist es noch nicht gelungen, die entziehbare Energie über einige Watt zu steigern, auch war es ihm nicht möglich, die Frequenz über etwa 15000 Schwingungen pro Sekunde zu vermehren. Auch Lecher, Peuckert, Wertheim-Salomonson, H. Th. Simon und Reich gelang es nicht, nennenswerte Energie mit dem Lichtbogen umzuformen, wenngleich Wertheim-Salomonson bereits hohe Frequenzen hervorrufen konnte.

δ) Poulsens Wasserstofflichtbogenanordnung mit Magnetfeld und Elektrodenkühlung.

Die Erzeugung fast beliebig großer Energiemengen bis zu einer Frequenz von ca. 3.10^6 war vielmehr erst V. Poulsen 1902 vorbehalten.

Um dieses zu erreichen, wandte V. Poulsen als „lichtbogenhysteresisvermindernde" Mittel an:

1. Die Wasserstoff- oder wasserstoffhaltige Atmosphäre, welche infolge ihrer außerordentlich großen Leitfähigkeit die Ionen aus der Bogenstrecke nach Aufhören des Stromdurchganges rasch beseitigt und die Leitfähigkeit längs des Lichtbogens variiert.
2. Die Kühlung der Lichtbogenelektroden oder einer derselben, wobei auch die Rotation des Lichtbogens für die Unterstützung des Effekts inbetracht kommt.
3. Die Reihenschaltung mehrerer Lichtbogen.
4. Das Magnetfeld (transversale Magnetfeld), welches überhaupt erst ermöglicht, größere Energien aus Gleichstrom in Hochfrequenz umzuformen, indem während der Zeitspannen, in denen der Lichtbogenstrom Null ist, besonders energisch die leitenden Bestandteile zwischen den Lichtbogenelektroden fortgeblasen werden.

Auch die Anwendung eines oder zweier der genannten Mittel allein ergibt schon eine wesentliche Verbesserung gegenüber den Einrichtungen der oben genannten Forscher, da hierbei bereits ein weniger stabiler, für die Schwingungserzeugung geeigneter Lichtbogen geschaffen wird.

Ein schematisches Bild der von Poulsen geschaffenen Anordnung, wie sie etwa der Praxis entspricht, ist in Abb. 191 dargestellt. An das Gleichstromnetz *a b*, welches eine Spannung von 220 oder besser 440 Volt oder mehr besitzt, sind einerseits die Spulen *c* eines kräftigen Elektromagneten *f*, anderseits ist eine aus einem hohlen an den Enden verschlossenen Kupferrohr hergestellte

Digitized by Google

Elektrode *d* angeschlossen. Zwischen beiden befindet sich eine Kohlenelektrode *e*. Die Kupfer- und die Kohlenelektrode sind in einem luftdicht abgeschlossenen Gefäß angebracht, auf welches ein automatisch reguliertes Spiritustropfgefäß *g* aufgesetzt ist. Die wasserstoffhaltige Atmosphäre wird hierbei durch verdampfenden Spiritus hergestellt, welchen man am besten auf den Kohlenelektroden-

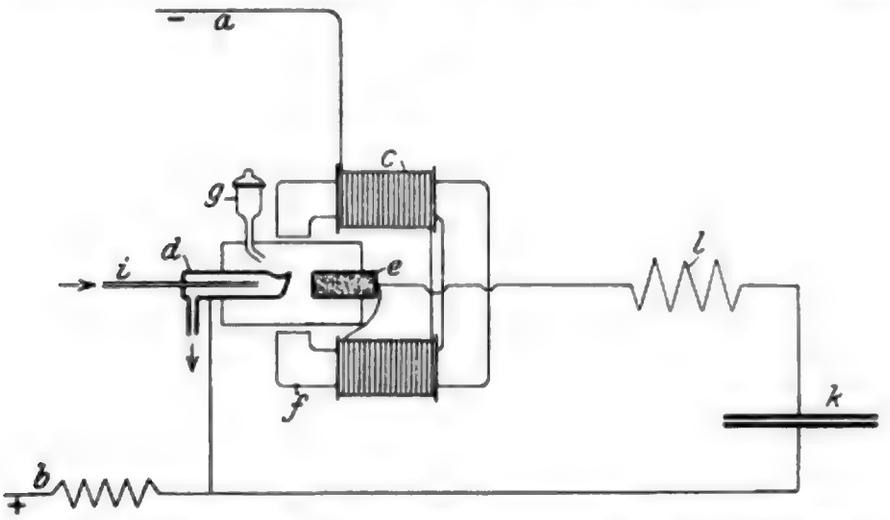


Abb. 191. Prinzipielle Lichtbogenanordnung von V. Poulsen.

halter auftropfen läßt. In die Stromzuführung der Kupferelektrode *d* ist außerdem noch eine Drosselspule eingeschaltet, sowie die Vorschaltung eines Widerstandes. An die Kupferelektrode *d*, welche mit einer Kühlwasserzuführung *i* versehen sein kann, sind eine aus Kupferdraht hergestellte Spule *l* und der eine Plattensatz eines Drehplattenkondensators *k* angeschlossen, während der andere Plattensatz mit der Kohlenelektrode *e* verbunden ist.

Die Wirkungsweise der Anordnung ist folgende: Der Strom der Lichtleitung *a b* wird geschlossen. Er geht durch die Drosselspule in die Kupferelektrode *d*, bildet zwischen *d* und *e*, nachdem die Lichtbogenbildung durch vorübergehenden Kontakt (Zünden) eingeleitet ist, einen Lichtbogen und geht weiterhin durch die Spulen *c* des Magnetfeldes in das Netz zurück. In dem Gefäße brennt mithin zwischen *d* und *e* ein elektrischer Lichtbogen, welcher einen Elektrizitätstransport von *d* nach *e* hin darstellt, und bei welchem infolge der Poulsenschen Mittel Schwankungen der Stromstärke auftreten. Der Elektrizitätstransport dient dazu, die Belegung des Kondensators *k* bis zu einem gewissen Energiebetrage aufzuladen. Ist dies erreicht, geht also keine größere Energiemenge in den Kondensator *k* hinein, so entladet sich derselbe, was dadurch geschieht, daß in umgekehrter Richtung wie bei der Ladung ein Entladungsvorgang durch die Spule *l* und durch den zwischen *d* und *e* sich bildenden Lichtbogen hindurch vor sich geht. Dieser Entladungsvorgang produziert Schwingungen, welche wegen der Kontinuität des Brennens des Lichtbogens und Aufladens der Kapazität und Entladung derselben kontinuierlich (ungedämpft oder „nachgeliefert") sind. Abb. 192 zeigt ein schematisches Bild des Schwingungsverlaufes, Abb. 193 gibt eine Glimmlichtoszillographenaufnahme wieder.

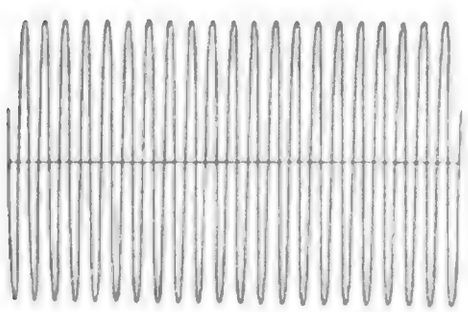


Abb. 192. Ungedämpfte kontinuierliche Schwingungen.

Digitized by Google

Man betrachtet diese Schwingungen als Lichtschwingungen I. Art. Die Schwingungszahl ist ungeheuer groß, sie liegt etwa bei 10^{15} bis 10^{16} Hertz, d. h. 1000 Billionen bis 10000 Billionen Wechsel in der Sekunde. Die Wellenlänge ist dementsprechend sehr klein, sie liegt zwischen 0,8 und 0,4 tausendstel Millimeter. Diese Lichtschwingungen erzeugt man durch Verdampfen von Natrium oder Thallium und Hineinbringen des Dampfes in eine Bunsenflamme.

Wenn man diese Lichtschwingungen durch elektrische Lichtbogenschwingungen I. Art, welche gleichfalls eingangs in Kapitel III (S. 146 ff.) gekennzeichnet sind, vergleicht, so findet man, daß sie sich durch eine außerordentlich hohe Konstanz der Frequenz auszeichnen. Diese Konstanz ist so groß, daß man sie zu Messungen von außerordentlich feinem Präzisionsgrade benutzen kann.

Lichtbogen- und Wechselstrom-Schwingungen I. Art sind also in dieser Beziehung einander vollkommen ebenbürtig.

Abb. 186. Abhängigkeit der Lichtgeschwindigkeit von der Dielektrizitätskonstante.

Abb. 186. Spannungen am Kondensator bei Schwingungen II. Art.

Während bei ersteren Periode T_1 lediglich die Kapazität des Kondensators und die Induktivität des Schwingungskreises bestimmt, ist bei letzteren außerdem noch die Leitfähigkeit bedeutsam wirksam. Während der ersteren Periode T_1 wird der Kondensator für die Neuerzeugung wieder aufgeladen.

Bei Schwingungen II. Art ist dagegen die Leitfähigkeit des Kondensators ist, wie es elektrischer noch die Reibschwierigkeiten und damit die in Reibungswärme umgesetzte Energie ist. Die Spannung am Kondensator kann aber z. B. um 1000 Volt schwanken, ohne daß dadurch die Periode T_2 sich ändert. Diese Periode T_2 ist also vollständig frei von jeder Abhängigkeit von der Spannung. Sie ist lediglich abhängig von der Kapazität und von der Leitfähigkeit. Hierdurch wird sie zu einer Konstanten.

Wenn man Lichtbogen-Schwingungen II. Art durch Wechselstrom erzeugt, so wird man Periode T_2 nicht mehr als eine Konstante, sondern als eine Veränderliche ansehen müssen.

Bei allen gleichen, in der Abbildung 186 dargestellten Schwingungen II. Art, Energien können jedoch benutzt, und zwar eben die von Poulsen entdeckten Lichtbogen-Schwingungen, welche durch Wechselstrom-Lichtbogen hervorgebracht werden, wie dies in der Abbildung 186 beispielsweise gleichfalls veranschaulicht ist.

ist, die Frequenz groß sein soll, mithin also die zwischen den einzelnen Entladungskomplexen liegenden Zwischenräume, während welcher die Aufladung des Kondensators bewirkt wird, zeitlich nur gering sein können.

Während die mittels der Duddellschen Anordnung und der anderen ähnlichen Einrichtungen umzuformende Energie nur sehr klein ist und höchstens ca. 60 Watt beträgt, möge die Größe der Schwingungsenergie und der auftretenden Maximalspannung bei der Poulsenlichtbogenanordnung aus folgendem Zahlenbeispiel ersichtlich sein:

Zahlenbeispiel: Es sei

$C_s = 13000$ cm $= 0{,}0144$ Mf,
$V = 5000$ Volt,
$n = 5000$ Perioden (6000 m λ),

$$\mathfrak{E}_s = n \cdot \frac{C_s \cdot V^2}{2} = 50000 \cdot \frac{13000 \cdot 5000^2}{2 \cdot 9 \cdot 10^{11}} = 90300 \text{ Watt.}$$

Ein weiterer Vorteil der Schwingungen mit konstanten Amplituden, welcher beim Poulsenschen Lichtbogensender mit besonders einfachen Mitteln erreicht wird, ist die ohne weiteres erzielbare spitze Form der Resonanzkurve, also der Güte der Abstimmschärfe, von welcher Abb. 195 ein Bild geben soll. Hierin ist *a* die beim Lichtbogensender aufgenommene Resonanzkurve, *b* die bei sonst gleichen Verhältnissen erhaltene Kurve eines tönenden Funkensenders (500 Funken pro Sekunde). Letztere zeigt eine geringere Selektionsfähigkeit.

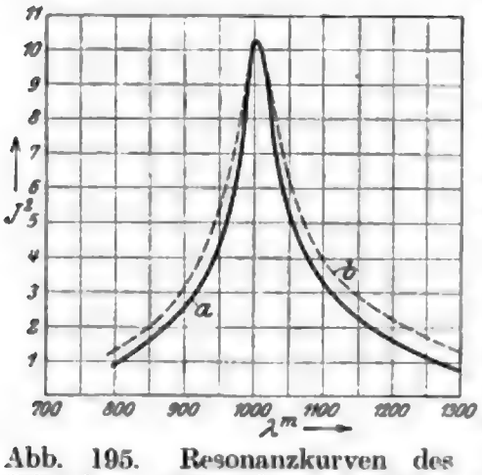


Abb. 195. Resonanzkurven des Schwebungsstoßsenders und Lichtbogensenders.

Man hat es bisher als Grundprinzip angesehen, den Lichtbogengenerator stets so zu bauen und zu betreiben, daß eine Kupferelektrode als positiver Pol und eine Kohlenelektrode als negativer Pol wirkt. Hierauf sind im übrigen auch wenigstens teilweise die theoretischen Erwägungen von H. Th. Simon, H. Barkhausen u. a. gegründet.

Neuerdings (1919) hat aber R. Herzog gezeigt, daß diese Anordnung keineswegs beibehalten zu werden braucht, daß man sogar bei einer Vertauschung der Polaritäten bzw. der Wahl von Kohlen sowohl als positive als auch als negative Elektrode erheblich günstigere Resultate erzielen kann. Herzog hat gefunden, daß bei kleinen, mittleren und besonders auch großen Leistungen und kleinen Wellen zwei Kohlenelektroden, welche glühende Lichtbogenfußpunkte besitzen, günstigere Umformungswerte ergeben können als die bisherige Anordnung. Bei mittleren Leistungen (1,5—3 WK.) wurden bessere Werte erzielt, wenn der Kupferpol negativ, der Kohlepol positiv war. Dieselbe Polarität erwies sich auch bei großen Energien als sehr zweckmäßig.

Zusammenfassend gilt für die Erzeugung ungedämpfter Lichtbogenschwingungen 2. Art bei größeren Energiemengen, sowie mittleren und hohen Frequenzen folgendes:

a) In der Entladestrecke muß während des Ladestadiums des Kondensators die Entionisierung möglichst sofort nach der ersten Stromhalbperiode einsetzen und während der gesamten Aufladezeit des Kondensators aufrechterhalten bleiben.

Dieses wird bewirkt:

1. Dadurch, daß der Raum zwischen den Elektroden mit Wasserstoff erfüllt wird. Dieser besitzt ein außerordentlich großes Wärmeleitvermögen — dasselbe ist etwa siebenmal größer als das der Luft — und einen besonders großen

Digitized by Google

Diffusionskoeffizienten (derselbe ist etwa fünfmal größer als bei Luft). Infolge des letzteren ist eine rasche Zerstreuung der im Entladeraum vorhandenen Ionen ermöglicht, während durch das große Wärmeleitvermögen des Wasserstoffes sowohl die Lichtbogenaureole intensiv gekühlt wird, als auch die Lichtbogenelektroden, in Sonderheit die Lichtbogenfußpunkte eine starke Abkühlung erfahren. Hierdurch wird die Elektronenemission kurz nach der ersten Stromhalbperiode zum Aufhören gebracht.

2. Dadurch, daß bei größeren und großen Energiemengen auf den Entladungsvorgang ein Magnetfeld einwirkt, und zwar zweckmäßig ein transversales Magnetfeld, welches im wesentlichen die Bedeutung hat, die Ionen an derjenigen Stelle, an welcher sich die Elektroden am nächsten gegenüberstehen, heraus zu blasen. Allerdings kann hierdurch auch ein teilweise unerwünschter Effekt auftreten, indem der Lichtbogen durch die magnetischen Kraftlinien verlängert wird, eine gewisse elektromotorische Gegenkraft erzeugt und unruhiger brennt, wodurch die Regelmäßigkeit der Schwingungserzeugung beeinträchtigt werden kann. Indessen sind für größere und große Energiemengen die Vorteile des Magnetfeldes so wesentliche, daß ohne dasselbe eine wirksame Entionisierung und damit eine wesentliche Energieumformung nicht möglich ist.

3. Dadurch, daß bei größeren Energiemengen die eine der Elektroden, und zwar zweckmäßig die Anode (Metallelektrode) durch ein besonderes Kühlmittel, wie etwa durch hindurchfließendes Wasser gekühlt wird. Hierdurch wird der Fußpunkt des Lichtbogens weiterhin gekühlt, und es wird infolgedessen die Ionenemmission an dieser Stelle auf ein Mindestmaß herabgedrückt. Auf diese Weise werden auch Rückzündungen, die sonst bei etwa vorhandener Ionisation während der Kondensatorladezeit möglich waren, vermieden.

b) Der mit dem Lichtbogengenerator verbundene Schwingungskreis muß möglichst wenig gedämpft sein, da jeder Energieverlust in demselben nicht nur die Schwingungsamplitude und damit die umgeformte Energie direkt beeinträchtigt, sondern unter Umständen sogar die Schwingungsfähigkeit des Systems vollkommen und hiermit die Umformungsmöglichkeit in Frage stellen kann.

c) Die elektrischen Konstanten des Schwingungskreises müssen so gewählt werden, daß die Selbstinduktion verhältnismäßig groß und die Kapazität relativ klein ist. Infolge der auftretenden geringen Spannungen ist es im übrigen möglich, anstelle von Kondensatoren mit elektrisch besonders festem Dielektrikum, wie z. B. von Leydener Flaschen, bei der Erzeugung von ungedämpften Lichtbogenschwingungen kontinuierlich variabele, mit Öl gefüllte Kondensatoren zu benutzen.

Hochfrequenzstromstärke und Wellenbereich beim Poulsenlichtbogengenerator mit transversalem Magnetfeld. Die Einstellung des Elektrodenabstandes und die Bemessung der Feldstärke des Generators könnte so gewählt werden, daß bei einer bestimmten Wellenlänge ein ausgesprochenes Optimum der vom Lichtbogengenerator in Hochfrequenz umgeformten Stromstärke erzielt würde. Man wird derartige Verhältnisse selbstverständlich nur in besonderen Ausnahmefällen wählen, während die Praxis mehr Wert darauf legen muß, in einem möglichst großen Wellenlängenbereich die Hochfrequenzstromstärke konstant oder wenigstens nahezu konstant zu halten. Dieses ergibt den Vorteil, daß der Lichtbogen, dessen Länge kleiner gewählt werden kann, weniger Wartung erfordert als ein längerer Lichtbogen, und daß das Feld nicht von Fall zu Fall besonders einreguliert zu werden braucht.

Wie sich bei mittleren Verhältnissen die Speisestromstärke J_g und die Speisespannung V_g (schwach ausgezogene eingebuchtete Kurve), und in Abhängigkeit von der Wellenlänge die Antennenstromstärke J_a bei einer Antennen-

kapazität C_a = ca. 1700 cm stellt, geht aus Abb. 196 hervor. Diese besagt, daß zwar in dem Bereich der Wellenlänge λ = ca. 3500 m ein gewisses Optimum vorhanden ist, daß dasselbe aber verhältnismäßig flach verläuft, und daß in dem relativ großen Wellenbereich zwischen 2000—6000 m nahezu dieselbe Hochfrequenzenergie vorhanden ist.

Schwungradschaltung. Der große konstruktive und betriebstechnische Vorteil, den Lichtbogengenerator direkt in die Antenne einzuschalten, führt bei Antennen kleiner Kapazität und insbesondere solchen starker Dämpfung dazu, daß das Verhältnis der im Lichtbogen vorhandenen Energie zur Schwingungsenergie ein ungünstiges wird, und daß alsdann keine brauchbaren kontinuierlichen, bzw. ungedämpften Schwingungen erzeugt werden.

In solchen Fällen ist man vielfach mit Vorteil dazu übergegangen, die sogenannte Schwungradhaltung (W. Hahnemann-O. Scheller 1907) anzuwenden, welche Abb. 197 schematisch darstellt (siehe auch I, S. 382). *a* ist der Licht-

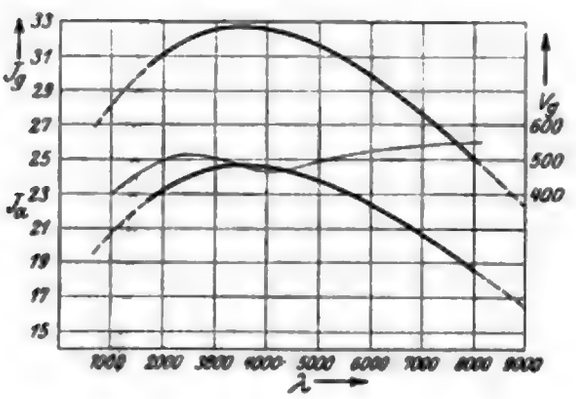


Abb. 196. Speisestromstärke und Spannung sowie Antennenstrom beim Poulsensender.

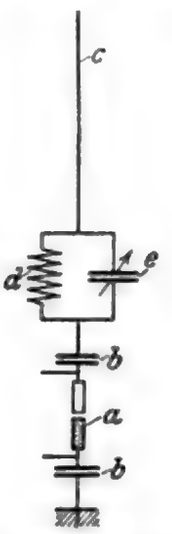


Abb. 197. Schwungradschaltung des Lichtbogengenerators.

bogengenerator, *b* sind die üblichen Blockkondensatoren, welche zwischen diesen und die Verbindung nach Erde, bzw. Antenne *c* eingeschaltet werden. *d* ist die Selbstinduktion und *e* der Kondensator, welche beide zusammen den Schwungradkreis bilden.

Da die Selbstinduktion der Spule *d* gegenüber der Selbstinduktion des Luftleiters *c* außerordentlich groß ist und die letztere gegenüber der ersteren infolgedessen nicht inbetracht kommt, bestimmt der Schwungradkreis *d e* die Wellenlänge des gesamten Systems. Man kann sich die Antenne und Erdung als eine zu diesem Schwungradsystem parallel geschaltete Kapazität vorstellen. Da es nun leicht möglich ist, die Kapazität *e* ziemlich wenig gedämpft zu gestalten, so erreicht man durch die Schwungradanordnung, daß das Verhältnis der Lichtbogenenergie zur Schwingungsenergie verhältnismäßig klein wird, und daß infolgedessen gute Schwingungen erzielt werden.

Jedoch besitzt diese Anordnung im allgemeinen zahlreiche Oberschwingungen, welche man sich ohne weiteres entstanden denken kann durch die zum Schwungradkreis parallel geschaltete Antenne-Erdung. Die Amplituden dieser Oberschwingungen können größer sein als die der Grundschwingung. Dieser Nachteil kann so wesentlich sein, daß man im allgemeinen selbst unter ungünstigen Antennenverhältnissen meist wieder auf die Benutzung des Schwungradkreises verzichtet hat.

ε) Abänderung des Poulsenschen Lichtbogengenerators von C. Collins.

Collins hat den Poulsenbogen dahingehend abgeändert, daß er denselben zwischen zwei gegeneinander in Drehung befindlichen Scheiben aus Kohle unter Anwendung eines senkrecht stehenden Magnetfeldes brennen läßt (Abb. 198). Der Scheibenabstand, der klein gehalten wird, ist mittels des aus der Abbildung ersichtlichen Antriebes einstellbar. Mit diesem Generator können sehr regelmäßige resonanzfähige Schwingungen erhalten werden.

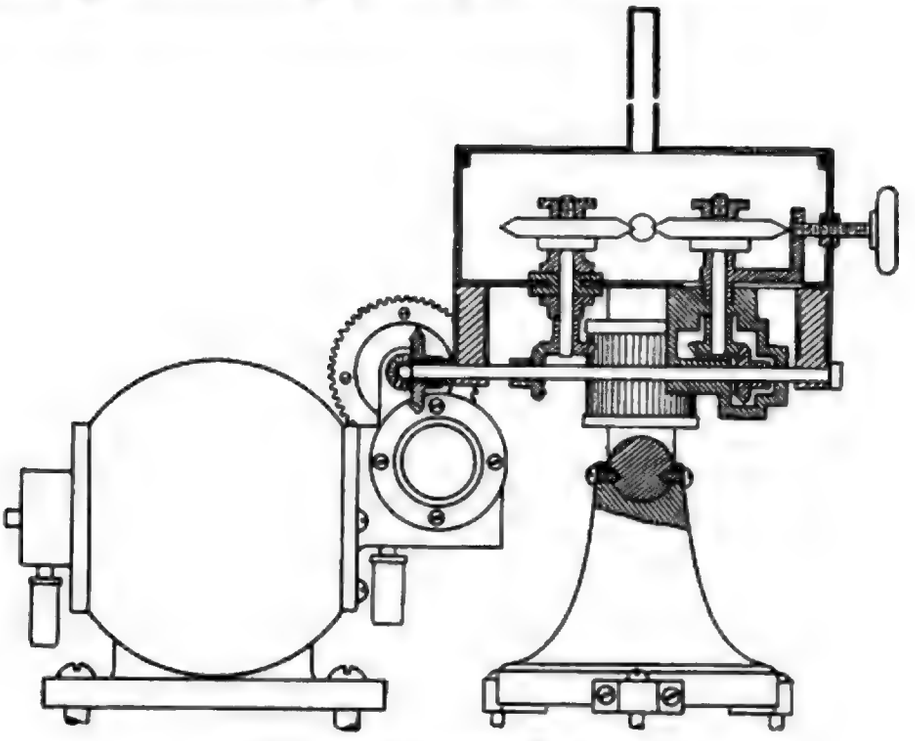


Abb. 198. Lichtbogenanordnung von C. Collins.

ζ) Lichtbogengeneratoranordnungen für große Energien.

Wirkungsgrad des Lichtbogengenerators (Lichtbogenumformers), großer Generator und Serienanordnung von V. Poulsen. An sich liegen, bezüglich der Umformungswirkung des Lichtbogengenerators von schnellen elektrischen Schwingungen aus Gleichstrom, die Verhältnisse so, daß gemäß Abb. 194 im wesentlichen nur in den Zeitspannen T_2 die Aufladung der Schwingungskreiskapazität durch den Gleichstrom bewirkt wird, und daß alsdann während der Entladungszeiten des Kondensators der Gleichstrom nur dazu dient, den Lichtbogen selbst zu speisen, d. h. also in der Hauptsache Licht- und Wärmeenergie zu erzeugen. Da ferner noch das Magnetfeld zu speisen ist, energieverzehrende Vorschaltwiderstände und Drosselspulen zur Regulierung, bzw. Sicherung der Speisequelle gegen Hochfrequenzströme anzuwenden sind, wird der Wirkungsgrad des gewöhnlichen Lichtbogengenerators um so geringer ausfallen, je öfter das Zünden und Löschen des Bogens in der Zeiteinheit erfolgt, d. h. je kleiner die Wellenlänge ist. Im Mittel kann man mit einem Gesamtwirkungsgrad des Lichtbogengenerators bei direkter Einschaltung in die Antenne von ca. 15%—20% rechnen.

Aus diesen Betrachtungen heraus ergeben sich ohne weiteres die Möglichkeiten, die für die Energiesteigerungsfähigkeit des Lichtbogengenerators gegeben sind.

Bis zu einem gewissen Grade ist es durch Vergrößerung der räumlichen Dimensionen des Poulsengenerators, insbesondere des Magnetfeldes und der Gestaltung der Polschuhe möglich, die Hochfrequenzenergie zu erhöhen, da

Digitized by Google

alsdann die Verluste annähernd proportional der Dimensionsvergrößerung geringer werden.

Für die Umformung größerer Energiemengen kann man entweder gleichfalls nach einem Vorschlag von Poulsen (1903) mehrere Lichtbögen in Serie oder gruppenweise serienparallel schalten. Da ein gleichmäßiges Brennen der Lichtbogengeneratoren hiermit jedoch nur schwer und auch nur für kurze Zeiträume erzielbar ist, hat dieses Verfahren für die Praxis bisher keine Bedeutung gewonnen.

Parallelschaltungsanordnung mehrerer Lichtbogengeneratoren und Einrichtungen zum gleichphasigen Arbeiten der Generatoren. Die vorerwähnten Übelstände, sowie das Bestreben, einen möglichst großen Hochfrequenznutzstrom zu erzielen, haben P. O. Pedersen und V. Poulsen (ca. 1913) dazu veranlaßt, eine Parallelschaltung zweier oder mehrerer Lichtbogengeneratoren vorzusehen, wobei durch entsprechende Schaltung dafür Sorge getragen ist, daß die Lichtbogengeneratoren in gleicher Phase arbeiten. Es bedingt die Erfüllung dieser Forderung eine gewisse Schwierigkeit, da infolge der negativen Charakteristik der scheinbare Widerstand mit zunehmender Stromstärke abnimmt; findet daher aus irgend einem Grunde eine ungleichmäßige Verteilung des Hochfrequenzstromes auf die parallelgeschalteten Lichtbogengeneratoren statt, so ist hiervon die Folge,

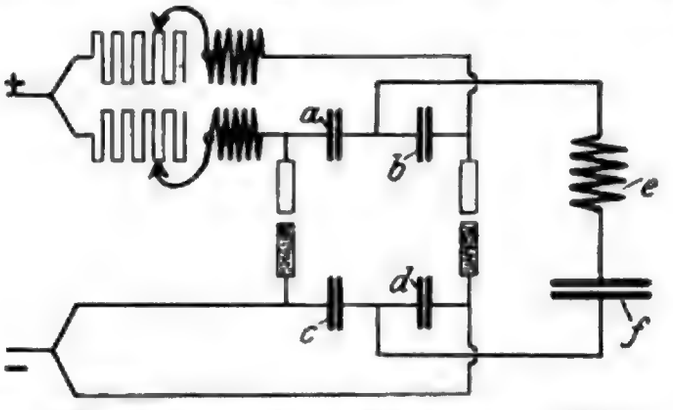


Abb. 199. Energieschaltung von Poulsen-Pedersen.

daß die Ungleichmäßigkeit der Stromverteilung sich rasch und zunehmend vergrößert, so daß nach kurzer Zeit nur noch der eine Generator den vollen Strom führt, während der oder die anderen Generatoren stromlos geworden sind.

Eine Schaltungsmöglichkeit, um diesem Übelstande der ungleichmäßigen Stromverteilung zu begegnen, besteht bei der Schaltung nach Abb. 199, welche übrigens auch seinerzeit den Ausgangspunkt für die nachstehende Energieschaltung von R. Hartenstein (Lorenz A.-G.) gebildet hat.

Die Dimensionen der Kondensatoren *a b c d* der Schaltungsanordnung nach Abb. 199 müssen möglichst klein sein, und zwar sowohl um eine gleichmäßige Stromverteilung herbeizuführen, als auch um nur im eigentlichen Hochfrequenzschwingungskreis *e f* die für die Energieausstrahlung benötigten schnellen Schwingungen hervorzurufen.

Im allgemeinen wird man mit der gezeichneten Schaltung in bezug auf Betriebssicherheit nicht ganz zum gewünschten Ziel kommen, da die Stromverteilung immerhin keine vollkommen gleichmäßige sein wird und man nur schlecht erkennen kann, insbesondere bei mehr als zwei parallelgeschalteten Lichtbogengeneratoren, welcher der Generatoren an der Hochfrequenzstromlieferung nicht oder in geringerem Maße teilnimmt.

Diese Schwierigkeiten scheinen übrigens durch andere Anordnungen von P. O. Pedersen (1913) wenigstens im wesentlichen behoben zu sein. Pedersen benutzt für die Schwingungserzeugung gleichfalls nicht einen, sondern mehrere

Digitized by Google

Lichtbögen, Funkenstrecken usw., welche er so schaltet und brennen läßt, daß jeder einzelne Bogen nur während einer bestimmten Zeitspanne arbeitet, während der übrigen Zeiträume jedoch erlischt. Infolgedessen hat er die Möglichkeit, die stromlosen Pausen verhältnismäßig lang zu machen, also Abkühlung und Entionisierung der Entladestrecke zu begünstigen. Wesentlich ist bei dieser Anordnung selbstverständlich die Notwendigkeit des regelmäßigen Zündens der Lichtbögen, da sonst eine Art Schwebungen oder andere Unsauberkeiten hervorgerufen werden könnten.

Um dieses zu bewirken, hat Pedersen u. a. folgende Anordnung vorgeschlagen:

In die Speiseleitung jedes der beiden Lichtbögen ist je eine Selbstinduktionsspule eingeschaltet, welche mit je einer über einen Kondensator geschlossenen zweiten Spule gleich fest gekoppelt ist. Die Dimensionen des so gebildeten Verteilungskreises werden derart gewählt, daß die Frequenz doppelt so groß ist als die des Hauptschwingungskreises. Wenn infolgedessen in der ersten Periode durch einen Lichtbogen ein Strom hindurchgeht und hierdurch ein Schwingungsimpuls hervorgerufen wird, so wird in der nächsten Periode ein weiterer, von diesem Lichtbogen erzeugter Impuls dem ersteren entgegenwirken. Hingegen wird er einem von dem zweiten Lichtbogen erzeugten Schwingungsvorgang begünstigen bzw. verstärken, so daß während des zweiten Impulses der erste Lichtbogen erlischt. Das gleiche folgt alsdann für den zweiten Lichtbogen, und das Spiel wiederholt sich dauernd.

Energieschaltung von R. Hartenstein (Lorenz A.-G.). Es ist ferner auf Grund systematischer, experimenteller Arbeiten der Lorenz A.-G. (R. Hartenstein) gelungen, eine außerordentliche Verbesserung des Lichtbogengeneratorgesamtwirkungsgrades bis zu etwa 70% herauf und damit eine Energieumformung sehr großer Beträge durch eine besondere Schaltungsanordnung bei nicht zu kleiner Antennenkapazität (also Hauptschwingungskreiskapazität) kleinem Erdungswiderstand und nicht zu kleinen Wellenlängen zu erzielen. Diese besteht in der Parallelschaltung einer passend dimensionierten, entsprechend der Antenne abgeglichenen, elektrisch großen Kapazität (z. B. Glimmerkondensatoren) bei großer Antennenkapazität zur Antennenerdverbindung *a b* gemäß Abb. 200, bei kleinerer Antennenkapazität parallel zum Lichtbogen. Die mit dieser Anordnung im Lichtbogenkreise erzielten Schwingungen sind vollkommen einwellig wie beim Lichtbogengenerator stets, wenn man von Oberschwingungen absieht und besitzen den Charakter von reinen Schwingungen zweiter Art (siehe Abb. 201 oben), während die in der Antenne hervorgerufenen Schwingungen nahezu Lichtbogenschwingungen erster Art darstellen (Abb. 201, unten).

Die außerordentliche Steigerung des Wirkungsgrades durch Benutzung der Energieschaltung möge aus folgendem Energieaufnahmenbeispiel ersichtlich sein.

Zahlenbeispiel: a) ohne Energieschaltung:

Es sei
$V_g = 500$ Volt
$J_g = 45$ Ampere
$J_a = 38$ Ampere
$w_{ges.} = 5$ Ohm

$$\eta = \frac{J_a^2 \cdot w_{ges.}}{V_g \cdot J_g} = \frac{38^2 \cdot 5}{500 \cdot 45} = 32\,\%.$$

b) Mit Energieschaltung:

$V_g = 500$ Volt
$J_g = 28$ Ampere
$J_a = 45$ Ampere
$w_{ges.} = 5$ Ohm

$$\eta = \frac{500 \cdot 28}{45 \cdot 5} = 72{,}5\,\%.$$

Die Wellenlänge betrug in beiden Fällen ca 5000 m.

Zur vollständigen Klärung der Wirkungsweise der Kreiskopplung und Kreisabstimmung sei an Hand der Abb. 84 bis 86 noch folgendes gesagt. Wenn man z. B. in Abb. 84 den Kondensator C_2 auf Resonanz abstimmt, so

Abb. 84. Kondensator C_2 auf Resonanz abgestimmt.

Abb. 85. Kondensator C_2 zu klein.

Abstimmung gestrichelt, d. h. wenn die Eigenwellenlänge von C_2 (Eigenwellenlänge = Wellenlänge, auf welcher der Kreis ohne Kopplung schwingt) gleich ist der Wellenlänge, auf welcher der Kreis $C_1 L_1$ schwingt, und wenn die Kopplung zwischen beiden Kreisen sehr lose ist, so wird

Abb. 86. Kondensator C_2 zu groß.

Abb. 84. Kondensator C_2 auf Resonanz abgestimmt.

Abb. 85. Kondensator C_2 zu klein.

Abb. 86. Kondensator C_2 zu groß.

Reflexion in Form von Rückwirkung. Wenn man z. B. in Abb. 84 die Eigenwellenlänge λ und Wechselkapazität k beziehungsweise C_2 verändert, dann wird C_2 zu klein oder zu groß, wie in Abb. 85 und 86 dargestellt. Dann wird die Kopplung zwischen beiden Kreisen stärker, und es tritt Rückwirkung ein, d. h. der Kreis $C_1 L_1$ wird verstimmt, und zwar wird C_1 zu klein, wenn C_2 zu klein ist, und C_1 zu groß, wenn C_2 zu groß ist.

Radiomuseum.org

Die im Leitkreis erforderliche Kopplung besteht aus der **induktiven Fuß-punktkopplung**. Sie wird mit einer Spule L' erreicht, die mit der Leitkreisspule L induktiv gekoppelt ist. Diese Spule L' ist in die Gitterleitung eingeschaltet. Die Gitterspannung, die durch Gleichrichtung entsteht, wird von ihr gebildet. Diese Kopplung ist in Abb. 69 dargestellt. Sie ist die gebräuchlichste Kopplung. Man kann sie auch für die Rückkopplung mit verwenden, die Verbindungen sind dann

Abb. 69. Induktive Fußpunktkopplung zur Rückkopplung.

transformatorisch oder **rein** an die gebräuchlichen Schaltungen anzuschließen. Sie ist auch für Kurzwellen sehr gut geeignet, da sie sich leicht in ihrer Größe einstellen läßt.

Bei Kopplung mit der Fußpunktspule ist natürlich ausgeschlossen, daß Gleichstrom durch die Kopplungsspule fließt. Es ist daher ein Kondensator C in Reihe mit ihr geschaltet, der den Gleichstrom sperrt, aber Wechselstrom durchläßt. Seine Größe ist nicht kritisch, sie kann zwischen 0,1 und 0,5 Mikrofarad gewählt werden. Die Kopplungsspule L' wird in Reihe mit dem Kondensator C an die Gitterleitung gelegt. Es ist dann die Gitterspannung, welche sich bei der Gleichrichtung ergibt, auch an der Kopplungsspule L' vorhanden. Diese Spule L' ist mit der Leitkreisspule L induktiv gekoppelt. Sie wird also in ihr eine Spannung induzieren, die der Gitterspannung gleich ist. Diese Spannung wird in die Gitterleitung wieder mit eingeführt. Sie ist also eine Rückkopplungsspannung.

Abb. 70. Rückkopplung mit Fußpunktkopplung.

Die Größe der Kopplung ist durch die Größe der Kopplungsspule L' einstellbar. Sie ist ferner durch die Größe des Kondensators C einstellbar. Je größer C ist, desto größer ist die Kopplung. Man kann also durch Änderung von C die Rückkopplung einstellen. Die Größe der Kopplung ist ferner durch die Größe der Spule L' einstellbar. Je größer L' ist, desto größer ist die Kopplung. Man kann also durch Änderung von L' die Rückkopplung einstellen. Die Größe der Kopplung ist ferner durch die Größe der Spule L' einstellbar. Je größer L' ist, desto größer ist die Kopplung. Man kann also durch Änderung von L' die Rückkopplung einstellen. Die Größe der Kopplung ist ferner durch die Größe der Spule L' einstellbar. Je größer L' ist, desto größer ist die Kopplung. Man kann also durch Änderung von L' die Rückkopplung einstellen.

η) Lichtbogenserienschaltung von Campos, Telefunken u. a.

Die Serienschaltung mehrerer Lichtbogen bietet die Möglichkeit, größere Hochfrequenzenergien zu erhalten, und so rührt denn von Campos (auch Duddell und Mosler) ein Vorschlag her, zehn in Serie geschaltete gewöhnliche Duddellampen zur Schwingungserzeugung anzuwenden.

Diese Schaltung ist bei einer älteren Lichtbogenanordnung von Telefunken verwirklicht, indem diese entsprechend der zur Verfügung stehenden Speisestromspannung 6 (bei 220 Volt) oder 24 (bei ca. 800 Volt) in Serie geschaltete Lichtbogengeneratoren besonderer Form anwandte. Es gelingt auf diese Weise allerdings, die Energie gegenüber der einzelnen Lampe zu erhöhen; es ist jedoch hiermit auch nicht annähernd möglich, die Schwingungsenergie einer, wenn auch nur kleinen Poulsenlampe mit Wasserstoffatmosphäre und transversalem Magnetfeld zu erhalten.

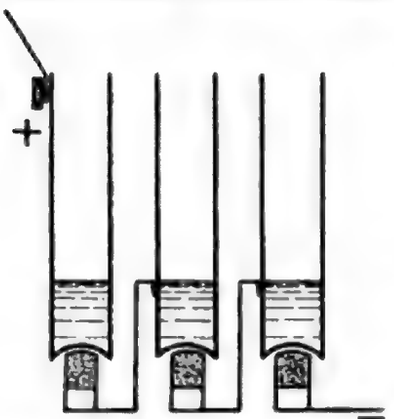


Abb. 206. Serienlichtbögen von Telefunken.

Drei Einzelelemente des Lichtbogengenerators von Telefunken bestehen (siehe Abb. 206) aus je einem Kupferrohr, welches an seinem unteren Ende von einer Kupferkalotte verschlossen ist. In dem Kupferrohr befindet sich Kühlwasser. In die Kalotte des Rohres ragt von unten eine Kohlenelektrode hinein. Sowohl an diese, als an das Kupferrohr (Pluspol) wird die Speiseleitung angeschlossen, und es bildet sich nach Kontaktgebung zwischen Kupferrohr und Kohle ein kurzer Lichtbogen aus.

Die Wirksamkeit dieser Anordnung und die Fähigkeit, in einem Schwingungskreise Oszillationen hervorzurufen, beruht auf der intensiven Kühlwirkung des in die hohle Kupferelektrode eingefüllten Kühlwassers und vermutlich auch darauf, daß der Lichtbogen in dem unteren fast luftabgeschlossenen Teile des kugelförmigen Rohrteiles brennt.

ϑ) Lichtbogen in isolierender Flüssigkeit von Braun und Mandelstam.

Ähnlich dem Poulsenschen Lichtbogengenerator haben Braun und Mandelstam vorgeschlagen, einen Lichtbogen zu benutzen, welcher in einer isolierten Flüssigkeit, wie z. B. Alkohol oder Paraffinöl, brennt. Eventuell soll der Lichtbogen durch eine periodische Bewegung der Elektroden immer von neuem gezündet werden.

Der Effekt ist z. B. in Alkohol für kurze Zeit derselbe wie beim Poulsenlichtbogen, indem bei Zündung der Bogen eine wasserstoffhaltige Atmosphäre bildet, in welcher er sodann brennt.

ι) Rotationslichtbogen von H. Rein.

Bei der Lichtbogenanordnung von H. Rein wird zur Umformung der Gleichstromenergie in hochfrequente Wechselstromenergie ein axiales Magnetfeld oder eine mechanische Vorrichtung (wie bei Poulsen) angewendet, welche den Lichtbogen rotieren läßt.

Bei magnetischer Rotation ist darauf zu achten, daß der Lichtbogen senkrecht zur Richtung der magnetischen Kraftlinien brennt, und daß die Rotation nicht zu heftig ist, da sonst die Umformung gestört wird und keine regelmäßigen Schwingungen erzielt werden (Ausführung siehe II, Abb. 1208, S. 350 Mitte).

d. Amplifikation: Lichtbogen von B. Strake.

Strake hat in Verfolg gehend. der Lichtbogen durch die möglichst weitgehende Ausnutzung der Amplifikation zu einem Maximum der Leistung zu treiben, ein Typ von Lichtbogen gebaut, der, wie Fig. 1 und 2 auf Tafel XXIII zeigen, eine Kombination der Amplifikation durch Gebläse und durch Magnetfeld darstellt. Die Luft wird durch ein Gebläse in den Lichtbogen hineingeblasen und durch die Wirkung des Magnetfeldes, das die Bogenflamme von den Elektroden, wenn einmal gezündet, sofort in die Höhe treibt, in die Form einer Glocke gebracht.

Z. Magnetfeld und Lichtbogen s. Lichtbogen von Duddell.

Literatur zu den gesamten §§ 1000—1004:
H. Ebert, Wied. Ann. 37. 1889. S. 272.
W. Hallwachs, Wied. Ann. 37. 1889. S. 666.
Ferner die Literatur zu den Lichtbogenformen, insbesondere zu denen mit Amplifikation durch Magnetfeld, Gebläse und Kombination beider, sowie zu den Lichtbogen von Duddell, Simon, Strake, Wilson, Arons, Rudolphi, Ruhmer, Poulsen, Tissot, Lindemann, Ruhstrat, Wehnelt, Simon, Strake, Wilson, Arons, Rudolphi, Ruhmer, Poulsen, Tissot, Lindemann, Ruhstrat, Wehnelt.

Abb. 999. Lichtbogen B. Strake. Amplifikation durch Gebläse und Magnetfeld.

e. Elektrischer Lichtbogen.

Elektrischer Lichtbogen (Thomson, Nutt, Maxwell). Ein solcher Lichtbogen wird erhalten, wenn man zwischen zwei Kohlenstäben, die mit einer Stromquelle von 40 Volt Spannung verbunden sind, einen Lichtbogen zündet.

Die Kohlenstäbe werden dann allmählich voneinander entfernt, bis der Lichtbogen eben die Spannung von 40 Volt besitzt, und gleich weit. Die Kohlenstäbe sind dann an ihren Enden durch eine Flamme verbunden, die sich zwischen ihnen ausbreitet.

Diese Flamme ist ein Gasstrom, der durch die Wirkung des Lichtbogens erhitzt ist und dadurch leitend geworden ist. Die Temperatur dieses Gasstromes ist sehr hoch. Die starke Hitze bringt die ausgestrahlte Kohlenstäbe auf eine Temperatur, die ungefähr gleich der Temperatur des Lichtbogens ist, nämlich 3500° C.

Die Kohlenstäbe werden dann durch Uhrwerk oder durch Gewichte, die durch Kohlenstäbe in ihre ursprüngliche Lage zurückgezogen, so daß sie sich in einer Entfernung befinden, die ungefähr gleich der Länge des Lichtbogens ist.

Zu beziehen durch

einen Abstand von etwa 0,01 mm bis 2,4 mm besitzen. Die mittels eines einzigen derartigen Lichtbogens zu erzielende Hochfrequenzenergie ist nur gering, infolgedessen ist eine Serienschaltung mehrerer Lichtbögen anzuwenden. Auch die Brownsche Entladestrecke (rotierende Aluminiumscheibe und Kupferkontakt) gehört in dieser Hinsicht hierher (siehe nächsten Abschnitt).

Hohe Spannung (E. Ruhmer). Die zweite Methode, Metallichtbogen mit hoher Spannung zu betreiben, ist von Ruhmer untersucht worden, und es scheint ihm gelungen zu sein, bei Anwendung einer sehr großen Kapazität im Schwingungssystem (ca. $150 \cdot 10^6$ cm) große Lichtbogenstromstärken und damit größere Hochfrequenzenergiemengen zu erhalten.

Der Lichtbogengenerator von Ruhmer, an dessen Klemmen ca. 2500 Volt Gleichstrom lagen, bestand hierbei entweder aus Aluminiumstäben oder -röhren, bzw. auch aus einem fortlaufenden Kupferdraht (siehe S. 220, Abb. 220), oder es wurde als Anode ein Kupferstab, als Kathode eine langsam rotierende scharfkantige Aluminiumscheibe angewendet.

In allen den vorgenannten Fällen betrug der Abstand der Metallelektroden noch nicht 1 mm, während der Elektrodenabstand beim Poulsenschen Lichtbogen etwa 3—6 m/m beträgt.

ν) Regulierter Lichtbogen mit Zündeinrichtung von W. Torikata u. a.

Im wesentlichen gleichfalls unter das Charakteristikum des Lichtbogengenerators fällt der Generator von W. Torikata, E. Yokoyama und M. Kitamura. Derselbe ist geschaltet gemäß Abb. 209. Der Generator besteht aus einer Elektrode *a*, welche aus Aluminium, Silizium, Karborundum, Graphit usw. gebildet wird, während die andere *b* aus Kupfer, Platin, Silber oder dergleichen hergestellt ist, und wobei deren Abstand nur sehr gering sein soll. Sofern die eine Elektrode aus Aluminium oder Silizium gebildet wird, wird dieselbe mit dem negativen Pol verbunden. Besteht die Gegenelektrode aus Messing oder Stahl, so wird diese an den positiven Pol angeschlossen.

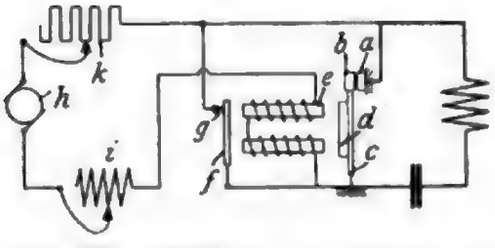


Abb. 209. Lichtbogenanordnung mit Zündeinrichtung von Torikata.

Gemäß den verhältnismäßig geringen Energiemengen, die mit dem Generator erzeugt werden sollen — derselbe dient in seinen bisherigen Ausführungsformen im wesentlichen nur für drahtlose Telephonie auf kurze Entfernungen — sind die Elektroden auch nur verhältnismäßig klein ausgeführt. Die eine Elektrode *a* ist festgemacht, die andere Elektrode *b* sitzt an einem Hebel *c*, welcher in geringen Grenzen nachgiebig ist. Mit diesem, z. B. mittels einer Schraube einstellbaren Hebel ist ein Anker *d* verbunden, welcher vor den Schenkeln eines elektromagnetischen Selbstunterbrechers *e* angeordnet ist.

Dieser Selbstunterbrecher hat offenbar in der Hauptsache nur die Funktion der Regulierung und Zündung. Gemäß dem Schaltungsschema von Abb. 209 wird nämlich die Anordnung durch eine Gleichstrommaschine *h* gespeist. Von dieser geht der Strom über eine regulierbare Drosselspule *i* in die Wicklung des Selbstunterbrechers *e*, durch den Anker *f*, den Kontakt *g*, den regulierbaren Widerstand *k* zur Speisequelle *h* zurück. Sobald nun *e* magnetisch wird, wird der Anker *f* angezogen, der Kontakt bei *g* unterbrochen, und es entsteht ein Extrastrom, bzw. eine Potentialdifferenz, welche den Schwingungsvorgang zwischen *a* und *b* einleitet. Sobald dies der Fall ist, wird die Wicklung von *e* stromlos, der Anker *f* geht in seine Ruhelage zurück und macht bei *g* Kontakt. Erst wenn durch einen Zufall der Lichtbogen zwischen *a* und *b* zum Verlöschen

kommt, geht der Strom wieder durch den Selbstunterbrecher hindurch, das Zündpotential für den Lichtbogengenerator wird erzeugt, und der Lichtbogen wird wieder gezündet.

Möglicherweise ist mit der geschilderten Einrichtung aber auch beabsichtigt, eine rhythmische Beeinflussung und somit Entlastung der Lichtbogenstrecke *a b* herbeizuführen. Es wäre das in dem Falle möglich, wenn durch die Unterbrecherwirkung von *f g* der Anker *d* rhythmisch angezogen und wieder losgelassen wird. Bei richtiger Einregulierung der Dimensionen und Spannung wäre es alsdann möglich, zwischen *a* und *b* einen Wellenstrom mit ansteigenden und abnehmenden Amplituden zu erzeugen, und es erscheint nicht ausgeschlossen, auf diese Weise auch ein tönendes Senden mit der Einrichtung herbeizuführen (S. 217)

Die mittels eines derartigen Generators erzeugbare Energiemenge ist selbstverständlich nur gering.

ξ) Eingeschnürter Lichtbogen von E. Ruhmer.

Später als die oben beschriebenen Anordnungen hat Ruhmer einen eingeschnürten Lichtbogen angegeben, bei welchem der Querschnitt des Lichtbogens künstlich in irgend einer Weise verengt ist. Als Verengungsmittel kann z. B. ein Diaphragma angewendet werden, bei welchem die Wände gekühlt sind, oder es kann auch eine magnetisch herbeigeführte Verengung Platz greifen. Das Wesentliche ist auch hier, daß der Bogen verlängert und infolgedessen Spannung und Energieumsetzung erhöht werden und insbesondere auch, daß sowohl der Lichtbogen als auch dessen Fußpunkte gekühlt werden.

Für die Praxis geeignete Energiemengen dürfte Ruhmer erst erhalten haben, nachdem er den Lichtbogen durch ein starkes Magnetfeld angeblasen hat.

Bei dieser Konstruktion, ebenso wie bei allen übrigen ähnlichen Lichtbogenanordnungen ist es u. a. eine Frage der Intensität des Magnetfeldes, welche Schwingungsart erzielt wird. Bei richtiger Wahl der Verhältnisse sind ohne weiteres Lichtbogenschwingungen 2. Art zu erzielen. Unter Umständen, wie z. B. beim Poulsenbogen von größeren Wellenlängen (etwa solchen über 4000 m λ), kann man sogar Schwingungen 1. Art erhalten, wobei alsdann die Energie selbstverständlich nur gering ist, sofern die Umformung mittels eines Bogens mit axialem Magnetfeld hervorgerufen wird. Bei zu starkem Magnetfeld bleibt der Strom im Lichtbogen verhältnismäßig lange Zeit null, und die Bedingung für die Erzeugung von Schwingungen 3. Art ist ohne weiteres erfüllt, was insbesondere bei kleinen Wellen (solchen unter 700 m λ) der Fall ist.

o) Tastschaltungen des Lichtbogensenders.

Bei den Funkensendern ist das Tasten zum Geben der Morsezeichen verhältnismäßig einfach, wenn man z. B. den Primärstrom (Speisestrom) irgendwie unterbricht.

Der Lichtbogengenerator erlaubt dieses, mindestens wenn man auf sinusförmige Schwingungen Wert legt, auch dann nicht, wenn er mit automatisch wirkender Zündereinrichtung versehen ist, da auch dann das Schwingungsphänomen durch das dauernde Auslöschen des Lichtbogens (Schwingungen 2. Art) gestört werden würde.

Infolgedessen werden beim Lichtbogengenerator nur solche Tastschaltungen inbetracht kommen, welche ein dauerndes Brennen des Lichtbogens ermöglichen.

Es sind dies: 1. das Verstimmungssystem,
2. das Tasten mit Tastkreis (künstlicher Antenne).
3. das Tasten mit Dämpfungsvariation.

Beim Verstimmungstasten wird gemäß Abb. 210 der Taster *f* parallel zu einer oder mehreren Windungen einer in die Antenne eingeschalteten Spule *a* gelegt. Es werden demgemäß, je nachdem, ob der Taster gedrückt oder offen ist, zwei verschiedene Wellen λ_1 und λ_2 ausgestrahlt, welche im allgemeinen nur wenig voneinander verschieden gewählt werden (meist nur ca. 1% Wellendifferenz oder darunter). Man bezeichnet vielfach die der nicht gedrückten Taste entsprechende Welle als „negative Welle". Es ist einleuchtend, daß man, namentlich militärisch, diese negative Welle mit Vorteil zur Verbesserung der Geheimhaltung verwenden kann.

Man kann auch, wenn man mit sehr geringen Verstimmungsbeträgen tasten kann oder will (ca. $^1/_4$%), die Anordnung ähnlich wie bei der Einrichtung zur Geheimhaltung von Telegrammen (siehe I, Abb. 593 S. 544) so treffen, daß man die Antennenselbstinduktionsspule durch einen mit dem Taster bedienten Kurzschlußring beeinflußt im Rhythmus der Morsezeichen und hierdurch demgemäß die Antennenselbstinduktion variiert. Der geringe Verstimmungsbetrag, also das nahe Beieinanderliegen der positiven und negativen Welle, stellt an das Abhörpersonal an der Empfangsstelle aber sehr hohe Anforderungen.

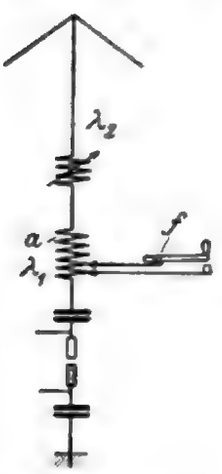


Abb. 210. Verstimmungstasten.

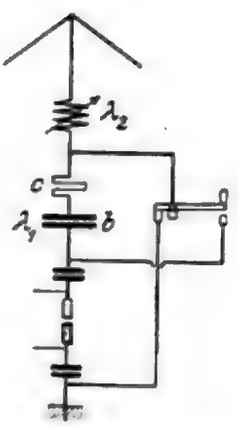


Abb. 211. Tasten mit Tastkreis.

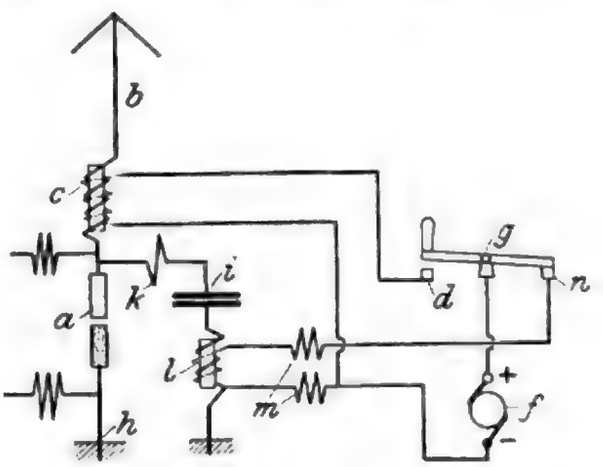


Abb. 212. Tasten und Drosselspulen.

Beim Tasten mit Tastkreis (Abb. 211) ist die Antenne bei geöffneter Taste an einen künstlichen Antennenkreis *b c* gelegt, wobei der in der Abbildung gezeichnete Widerstand *c* auch fortfallen kann (siehe auch II, Abb. 870, S. 71). Die diesem entsprechende Wellenlänge λ_1 bei auf ihn geschaltetem Lichtbogengenerator braucht nur wenig von der Hauptwelle λ_2, die bei gedrückter Taste ausgestrahlt wird, verschieden zu sein. Meist genügt ein Unterschied von 1—3%.

Unter Umständen kann es zweckmäßig sein, den Tastkreis (künstliche Antenne) nicht nur aus Kapazität und Ohmschem Widerstand, sondern auch noch aus einer besonderen lokalisierten Selbstinduktion bestehen zu lassen, wobei alsdann Kapazität, Selbstinduktion und Ohmscher Widerstand in Serie geschaltet werden können. Diese Anordnung kann z. B. zweckmäßig sein, wenn der Erdwiderstand verhältnismäßig groß ist. Sie hat jedoch den Nachteil, daß, um ein funkenloses Tasten zu erzielen, es meist notwendig ist, bei Wellenvariation in gewissen Grenzen ein Nachstimmen des Tastkreises zu bewirken, wodurch die Bequemlichkeit der Bedienung beeinträchtigt wird.

Um bei nicht gedrücktem Taster keine Energie von der Antenne auszustrahlen, kann man auch eine Schaltung gemäß Abb. 212 anwenden. Hierin ist *a* der Lichtbogengenerator, welcher auf die mit Abstimmitteln versehene Antenne *b* arbeitet. In diese ist ferner noch eine eisengefüllte Drosselspule *c* eingeschaltet,

welche zwei Wicklungen besitzt. Die eine Wicklung ist mit der Antenne *b* und dem Lichtbogengenerator *a* verbunden, die andere Wicklung ist an den Kontakt *d* und über eine kleine Gleichstrommaschine *f* an den Drehpunkt eines Morsetasters *g* geführt. Vom Lichtbogengenerator ist außer der Erdleitung *h* noch eine zweite Leitung abgezweigt. Diese ist über einen Kondensator *i* und eventuell eine Selbstinduktion *k* geführt und ist ferner mit dem einen Ende einer Wicklung einer eisengefüllten Drosselspule *l* verbunden, welche andererseits geerdet ist. Die Drosselspule *l* besitzt noch eine zweite Wicklung, welche über Drosselspulen *m* mit dem Kontakt *n* des Morsetasters *g*, bzw dessen Drehpunkt verbunden ist.

Die Wirkungsweise dieser Anordnung ist folgende:

Im Ruhezustand macht der Hebel des Morsetasters *g* mit *n* Kontakt, die Drosselspule *l* ist also gesättigt, infolgedessen wird der vom Lichtbogengenerator *a* erzeugte Strom über *k i l* zur Erde abgeleitet. Die Drosselspule *c* ist, da der Morsetaster bei *d* geöffnet ist, nicht erregt, infolgedessen setzt die Drosselspule einem vom Lichtbogengenerator *a* ausgehenden Strom einen entsprechenden Widerstand entgegen. Sobald jedoch der Morsetaster *g* herabgedrückt wird, so daß bei *d* der Kontakt hergestellt wird, hört die Sättigung der Drosselspule *l* auf, dafür wird die Drosselspule *c* gesättigt. Der vom Lichtbogengenerator *a* erzeugte Hochfrequenzstrom findet daher in *l* einen erheblichen Widerstand, während *c* ihm keinen Widerstand entgegensetzt. Der vom Lichtbogengenerator erzeugte Hochfrequenzstrom wird daher von der Antenne *b* ausgestrahlt.

Als zweckmäßigste Tastmethode für den Lichtbogengenerator scheint die neuerdings gefundene Tastung mit Dämpfungsvariation in der Antenne in betracht zu kommen. Es soll hierbei der Antennenstrom durch Vergrößerung der Dämpfung beim Tasten vollkommen nullgemacht werden können, ähnlich wie beim Maschinensender, so daß in den Pausen zwischen den einzelnen Morsezeichen keine Wattenergie verbraucht wird. Im übrigen besitzt eine derartige Einrichtung natürlich noch den Vorteil, daß infolge der kleinen umzuschaltenden Energiemengen ein Schnellgeben ohne weiteres ermöglicht ist, da lediglich die verhältnismäßig gering zu gestaltenden Massen des Tasters bewegt werden müssen.

π) Einrichtung zum Mehrfachsenden (F. Dyrna).

Unter Zugrundelegung der Tastschaltung mit Tastkreis (künstliche Antenne) kann man (F. Dyrna, 1912) den Gedanken des gleichzeitigen Sendens von mehreren, mindestens zwei Telegrammen unter Benutzung eines beliebigen Hochfrequenzgenerators, zweckmäßig eines Lichtbogensenders, verwirklichen. Man schaltet außerordentlich rasch, z. B. mittels einer Kollektorscheibe nacheinander verschiedene künstliche Antennen, Selbstinduktionen oder Kondensatoren in die natürliche Antenne ein und legt außerdem in die verschiedenen Zuleitungen Taster hinein. Beim Niederdrücken der Taster werden alsdann die dem Taster entsprechende künstliche Antenne, Selbstinduktion oder der Kondensator beispielsweise kurzgeschlossen, und es sind alsdann für die erzeugte und von der Antenne ausgestrahlte Wellenlänge nur noch die anderen eingeschalteten elektrischen Größen maßgebend.

Man erhält also von der Antenne ausgestrahlt ein Wellenspektrum, dessen einzelne Wellenlängen getastet werden können.

Abb. 213 zeigt ein beispielsweises Anordnungsschema. *a* ist eine dauernd in die Antenne eingeschaltete Selbstinduktion; *b* und *c* sind in die Antenne eingeschaltet, wenn die Taster *d* und *e* geöffnet sind. Durch Niederdrücken

Abb. 21. Schwingungsbild eines Senders mit Funkenstrecke. Die Amplitude (Stärke) der elektrischen Schwingungen ist in Abhängigkeit von der Schwingungsdauer (Zeit) dargestellt. Die Schwingungsdauer ist in Millionstel-Sekunden (Mikrosekunden) angegeben. Die Amplitude (Schwingungsstärke) ist willkürlich gewählt.

Abb. 21 stellt das Schwingungsbild eines Senders mit Funkenstrecke dar. Die Schwingungsdauer ist in Millionstel-Sekunden (Mikrosekunden) angegeben. Die Amplitude (Stärke) der Schwingungen ist willkürlich gewählt. Wie wir sehen, ist die Schwingungsdauer sehr kurz und die Amplitude (Stärke) der Schwingungen nimmt sehr schnell ab. Es handelt sich also um eine gedämpfte Schwingung. Wir können uns diese Schwingung auch durch eine Pendelschwingung veranschaulicht denken. Wenn wir das Pendel anstoßen, so schwingt es zunächst mit großer Amplitude (Stärke) hin und her. Infolge der Reibung und auch infolge Luftwiderstandes wird die Amplitude (Stärke) der Schwingungen immer kleiner, bis schließlich das Pendel zur Ruhe kommt. Es handelt sich also um eine gedämpfte Schwingung. Die Schwingungsdauer ist bei jedem Pendel eine ganz bestimmte, abhängig von der Pendellänge. Diese Schwingungsdauer kann durch eine kleine Änderung der Pendellänge verändert werden. Wir können also die Schwingungsdauer des Pendels verändern, ohne daß wir die Dämpfung verändern. Ebenso können wir bei einem Sender die Schwingungsdauer verändern, ohne die Dämpfung zu verändern. Wir können also bei einem Sender die Schwingungsdauer verändern, ohne die Amplitude (Stärke) der Schwingungen zu verändern. Wir können bei einem Sender die Schwingungsdauer verändern, ohne die Dämpfung zu verändern.

Abb. 22. Schwingungsbild eines Senders mit Löschfunkenstrecke. Die Amplitude (Stärke) der elektrischen Schwingungen ist in Abhängigkeit von der Schwingungsdauer (Zeit) dargestellt. Die Schwingungsdauer ist in Millionstel-Sekunden (Mikrosekunden) angegeben. Die Amplitude (Schwingungsstärke) ist willkürlich gewählt.

Abb. 22 stellt das Schwingungsbild eines Senders mit Löschfunkenstrecke dar. Die Schwingungsdauer ist in Millionstel-Sekunden (Mikrosekunden) angegeben. Die Amplitude (Stärke) der Schwingungen ist willkürlich gewählt. Wie wir sehen, ist die Schwingungsdauer sehr kurz und die Amplitude (Stärke) der Schwingungen nimmt sehr schnell ab. Es handelt sich also um eine gedämpfte Schwingung. Wir können uns diese Schwingung auch durch eine Pendelschwingung veranschaulicht denken. Wenn wir das Pendel anstoßen, so schwingt es zunächst mit großer Amplitude (Stärke) hin und her. Infolge der Reibung und auch infolge Luftwiderstandes wird die Amplitude (Stärke) der Schwingungen immer kleiner, bis schließlich das Pendel zur Ruhe kommt. Es handelt sich also um eine gedämpfte Schwingung. Die Schwingungsdauer ist bei jedem Pendel eine ganz bestimmte, abhängig von der Pendellänge. Diese Schwingungsdauer kann durch eine kleine Änderung der Pendellänge verändert werden. Wir können also die Schwingungsdauer des Pendels verändern, ohne daß wir die Dämpfung verändern. Ebenso können wir bei einem Sender die Schwingungsdauer verändern, ohne die Dämpfung zu verändern. Wir können also bei einem Sender die Schwingungsdauer verändern, ohne die Amplitude (Stärke) der Schwingungen zu verändern. Wir können bei einem Sender die Schwingungsdauer verändern, ohne die Dämpfung zu verändern.

Abb. 23. Schwingungsbild eines Senders mit Löschfunkenstrecke.

Abb. 23 stellt das Schwingungsbild eines Senders mit Löschfunkenstrecke dar. Die Schwingungsdauer ist in Millionstel-Sekunden (Mikrosekunden) angegeben. Die Amplitude (Stärke) der Schwingungen ist willkürlich gewählt. Wie wir sehen, ist die Schwingungsdauer sehr kurz und die Amplitude (Stärke) der Schwingungen nimmt sehr schnell ab. Es handelt sich also um eine gedämpfte Schwingung. Wir können uns diese Schwingung auch durch eine Pendelschwingung veranschaulicht denken. Wenn wir das Pendel anstoßen, so schwingt es zunächst mit großer Amplitude (Stärke) hin und her. Infolge der Reibung und auch infolge Luftwiderstandes wird die Amplitude (Stärke) der Schwingungen immer kleiner, bis schließlich das Pendel zur Ruhe kommt. Es handelt sich also um eine gedämpfte Schwingung. Die Schwingungsdauer ist bei jedem Pendel eine ganz bestimmte, abhängig von der Pendellänge. Diese Schwingungsdauer kann durch eine kleine Änderung der Pendellänge verändert werden. Wir können also die Schwingungsdauer des Pendels verändern, ohne daß wir die Dämpfung verändern. Ebenso können wir bei einem Sender die Schwingungsdauer verändern, ohne die Dämpfung zu verändern. Wir können also bei einem Sender die Schwingungsdauer verändern, ohne die Amplitude (Stärke) der Schwingungen zu verändern. Wir können bei einem Sender die Schwingungsdauer verändern, ohne die Dämpfung zu verändern.

Die Bergener Insel-Werke stellen nun die Bergener vereinfachte **ch**- und **sch**-Tastatur (Abbildung 3) wieder in den Handel, die sich bereits vor dem Kriege gut eingeführt hatte. Sie ist, wie die Abbildung zeigt, mit einer Reihe von Tasten ausgerüstet, die ähnlich wie Druckknöpfe bedient werden. Die Tastatur ist für Deutschland, Österreich-Ungarn, Schweden, Norwegen, Dänemark, Finnland, Estland, Lettland und Litauen bestimmt.

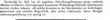


Abb. 3. Vereinfachte Bergener Tastatur mit Druckknöpfen.

Die Bergener Insel-Werke stellen nun die Bergener vereinfachte **ch**- und **sch**-Tastatur (Abbildung 3) wieder in den Handel, die sich bereits vor dem Kriege gut eingeführt hatte. Sie ist, wie die Abbildung zeigt, mit einer Reihe von Tasten ausgerüstet, die ähnlich wie Druckknöpfe bedient werden. Die Tastatur ist für Deutschland, Österreich-Ungarn, Schweden, Norwegen, Dänemark, Finnland, Estland, Lettland und Litauen bestimmt.

Lichtsignalanlage für Automobilfahrzeuge.

Um Automobilfahrzeuge, die sich in Kolonnen bewegen, vor Auffahrunfällen zu schützen, ist eine Lichtsignalanlage vorgeschlagen worden, die sich selbsttätig einschaltet, wenn das Fahrzeug die Geschwindigkeit, mit der es sich bewegt, verringert, und das Fahrzeug die Geschwindigkeit wieder erhöht. Die Anlage besteht aus einem Geschwindigkeitsmesser, der mit einem Kontakt versehen ist, und einem Signalapparat, der durch den Kontakt des Geschwindigkeitsmessers eingeschaltet wird.

Abb. 4. Lichtsignalanlage für Automobilfahrzeuge.

Abbildung 4 zeigt eine Ausführungsform der Anlage. Der Geschwindigkeitsmesser besteht aus einem Gehäuse *a*, in dem ein Zeiger *b* drehbar gelagert ist. Der Zeiger wird durch eine Feder *c* in seiner Ruhelage gehalten, die durch einen Anschlag *d* begrenzt wird. Mit dem Zeiger *b* ist ein Kontaktarm *e* verbunden, der gegen einen Kontakt *f* gedrückt wird, wenn der Zeiger *b* sich nach rechts bewegt. Der Kontakt *f* ist mit einer Leitung *g* verbunden, die zu einer Batterie *h* führt. Der Kontaktarm *e* ist durch eine Leitung *i* mit einer Lampe *k* verbunden, die sich in einem Signalapparat befindet. Die Lampe *k* ist durch eine Leitung *l* mit der Batterie *h* verbunden. Der Signalapparat ist so angeordnet, daß die Lampe *k* von hinten gut sichtbar ist.

Abb. 5. Schaltungsschema der Lichtsignalanlage.

Abbildung 5 zeigt das Schaltungsschema der Anlage. Wenn das Fahrzeug die Geschwindigkeit, mit der es sich bewegt, verringert, so bewegt sich der Zeiger *b* nach rechts, bis der Kontaktarm *e* den Kontakt *f* berührt. Dadurch wird der Stromkreis *g*, *h*, *i*, *k*, *l* geschlossen, und die Lampe *k* leuchtet auf.

welcher zudem in raschester und einfachster Weise verändert werden kann (z. B. durch Drehen am Handgriff eines Drehkondensators), können derartige Sender in bezug auf den Wirkungsgrad mit den „tönenden Funkensendern" nicht konkurrieren.

Eine zusammenfassende Betrachtung der Eigenschaften der Lichtbogenschwingungen nach Duddell-Poulsen ist dem nächsten Absatz (S. 222ff.) angegliedert.

b) Lichtbogenschwingungen mittels gegeneinander bewegter Elektroden.

Die Entionisierung der Lichtbogenentladestrecke und damit die Möglichkeit der Erzeugung kontinuierlicher Schwingungen war bei obigen Anordnungen dadurch gegeben, daß die Dimensionen des Schwingungskreises und der durch den Lichtbogen gehenden Stromstärke und Spannung richtig eingestellt wurden, daß der Lichtbogen in einer Wasserstoffatmosphäre oder in einem luftabgeschlossenen Raume brannte, daß der Bogen magnetisch oder mechanisch angeblasen wurde, daß ferner eine der Elektroden (Anode) gekühlt wurde (unsymmetrische Elektroden), mindestens eine Elektrode rotierte, oder daß schließlich sämtliche Mittel angewendet wurden.

Die nunmehr zu erwähnenden Methoden beruhen darauf, daß die Entionisierung der Entladestrecke im wesentlichen durch Gegeneinanderbewegung der Elektroden erfolgt.

α) Rasch rotierende Metallscheiben von Marconi.

Marconi (1908) verwendet eine Anordnung, welche Abb. 217 schematisch wiedergibt.

a, *b* und *c* sind sich schnell drehende Metallscheiben, die so angeordnet sind, daß der Abstand zwischen ihnen und der dazwischen befindlichen rasch rotierenden Metallscheibe *c* genau einstellbar und sehr klein ist. Die Scheiben *a* und *b* sind über Induktanzen *d* und Drosselspulen mit den Klemmen einer Hochspannungsgleichstromquelle verbunden. *e* sind gleich groß bemessene Kondensatoren. *f* ist der Kondensator des Schwingungssystems, mit dem die Antenne zu koppeln ist, und welcher sehr groß zu wählen ist.

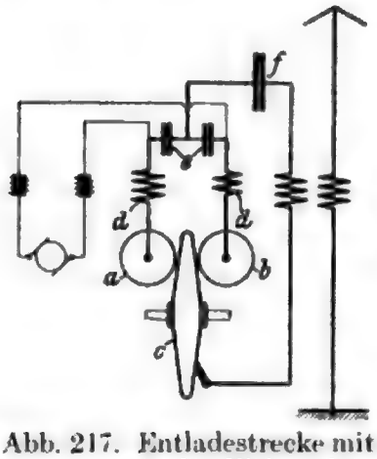


Abb. 217. Entladestrecke mit rasch rotierenden Elektrodenscheiben von Marconi.

Die Wirkungsweise der Einrichtung ist vermutlich folgende:

Bei Inbetriebnahme wird nach dem Vorzeichen der Stromrichtung entweder der linke oder rechte Kondensator von *e*, welcher sich von der Stromquelle her aufgeladen hat, sich zuerst über die Entladestrecke *a c* oder *b c* entladen, wodurch der Kondensator *f*, der zu der in Tätigkeit befindlichen Funkenstrecke, bzw. zu dem Kondensator parallel geschaltet ist, aufgeladen wird. Dieses dauert so lange, bis auch der andere Kondensator von *e* sich auflädet und ein Funkenübergang, von diesem Kondensator veranlaßt, sich zwischen den Scheiben *b* und *c* ausbildet. Dieses geschieht also nach der ersten halben Aufladungsschwingung der Kapazität *f*, die durch den zweiten Funkenübergang im anderen Sinne in Form einer zweiten halben Aufladungsschwingung aufgeladen wird. Nunmehr ladet sich wieder die erstere Kapazität, entladet sich über die Funkenstrecke, usw.

Die Entladespannung ist wegen der Größe des Kondensators sehr hoch und soll bei den Ausführungen der Praxis ca. 8000 Volt betragen.

Es erscheint ohne weiteres möglich, mittels dieser Anordnung kontinuierliche Schwingungen zu erzeugen, da die einzelnen Entladekomplexe außerordentlich schnell und dicht aufeinander folgen. Die Einstellung der Entladestrecken kann eventuell auch so erfolgen, daß diese nur einen oder einige wenige Stöße ausführen, welche aneinandergereiht im Schwingungssystem kontinuierliche Schwingungen, vielleicht nicht völlig konstanter Amplituden ergeben. Es dürften jedoch im allgemeinen mehrere Oszillationen vorhanden sein, wobei die Einsatzamplitude etwas größer ist als die folgenden. Die günstige Arbeitsweise des Magnetdetektors bei den so erzeugten Schwingungen, welcher nach Art des Kohärers im wesentlichen auf die Spannungsamplitude anspricht, dürfte diese Anschauung stützen. Im übrigen ist die Schwingungskreisenergie, welche mit dieser Anordnung erzielt werden kann, wie dies schon oben bei der rotierenden Funkenstreckenanordnung von Marconi hervorgehoben wurde, sehr groß, insbesondere, wenn man eine oszillatorische (periodische) Kapazitätsaufladung voraussetzen kann.

Zahlenbeispiel: Es sei

C_s = die Schwingungskreiskapazität = 600000 cm,
V_g = die Spannung der Gleichstromquelle = 15000 Volt,
n = Anzahl der Entladungen pro Sekunde = 100000,

dann ist bei oszillatorischer Kapazitätsaufladung:

$$\mathfrak{E}_s = 100000 \cdot 4 \cdot \frac{C_s \cdot V^2}{2} = 100000 \cdot 4 \cdot \frac{600000 \cdot 15000^2}{2 \cdot 9 \cdot 10^{11}} = 29900000 \text{ Watt.}$$

Im übrigen ist noch zu bemerken, daß gerade diese Schaltungsanordnung auch als zu den unter *e*) gehörenden Anordnungen, ungedämpfte Schwingungen mittels Funkensendern zu erzeugen, aufgefaßt werden kann. Es würde alsdann als Vorgänger die Mehrfachfunkenstreckenkreisanordnung von Galetti anzusehen sein. (Siehe I, S. 266 ff.)

β) Rotierende kammförmige Entladestrecke von Balsillie.

Eine ähnliche Einrichtung der Entladestrecke, wenn auch unter Anwendung nur eines Schwingungs- und Ladesystems, ist später (1910) von Balsillie angegeben worden. Es wird hierbei eine rasch rotierende Entladestrecke angewendet, welche aus zwei langen kammförmigen und gebogenen Teilen, die feststehen, besteht, zwischen denen ein mit schaufelförmig gebogenen und gleichfalls kammartigen Flügeln bestehendes Stück rotiert. Abb. 218 zeigt einen Schnitt durch die so gebildete Entladestrecke.

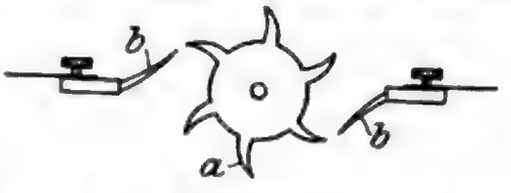


Abb. 218. Kammfunkenstrecke von Balsillie.

Der Abstand zwischen den Flügeln *a* und feststehenden Teilen *b* wird auf ein Minimum eingestellt (ca. 0,6 mm). Durch die rasche Rotation des mittleren Flügelrades *a* und die Formgebung der Flügel und Kämme wird eine sehr intensive Kühlung und damit die Umformung größerer Energiemengen bewirkt. Die Kühlung und Rotation verhindert das Zustandekommen eines inaktiven stabilen Lichtbogens zwischen den Zähnen der Flügel und der feststehenden Kämme. Diese Entladestrecke ergibt im allgemeinen, wie alle anderen Entladestrecken dieser Gruppe, nur bei Speisung mit Gleichstrom kontinuierliche Schwingungen. Wird sie mit Wechselstrom betrieben, so erhält man mit ihr Stoßerregung und bei entsprechender Entladungszahl tönende Geräusche oder Töne im Empfangstelephon.

γ) Rotierende Kondensatorentladestrecke von E. v. Lepel.

Von der Marconianordnung mit rotierender Entladestrecke weicht die von v. Lepel (1913) angegebene Anordnung, welche allerdings in der Hauptsache

nicht zur Erzeugung kontinuierlicher Schwingungen, sondern für tönende Signale benutzt wird, in ihrer tatsächlichen Ausführungsform nur durch die Lage und Anordnung einer besonderen Schwingungskreiskapazität ab.

Es wird hierbei mit Hilfe der in dem Augenblick der Zündung hintereinander geschalteten Kondensatoren eine doppelt so hohe Spannung erzielt, als die Speisespannung beträgt. In dem Maße dieser Spannungserhöhung wächst die Leistung also entsprechend dem Quadrat der doppelten Speisespannung.

Die kennzeichnende Schaltungsform gibt Abb. 219 wieder.

a ist wie bei Marconi eine Hochspannungsgleichstromquelle, *b* sind die Drosselspulen, welche so groß gewählt werden, daß ein passendes Nachströmen des Gleichstromes zur Entladestrecke stattfindet. Es kann hierbei günstig sein, die Spulen so zu wählen, daß eine Abstimmung des Speisekreises bewirkt wird (siehe „Vieltonsystem" I, S. 227 ff.), *c* sind Ohmsche Widerstände, welche ebenfalls auf ein günstigstes Maß einreguliert werden, so daß durch diese eine passende Energienachströmung bewirkt wird; *g* ist ein Kondensator des Schwingungskreises, welcher im übrigen noch aus dem zur Kopplung mit der Antenne dienenden Kopplungstransformator *d*, der rotierenden Entladevorrichtung *e e* und dem besonderen Schwingungskreiskondensator *f* besteht.

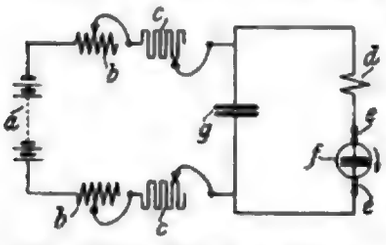


Abb. 219. Kondensatorentladestreckenschaltung von E. v. Lepel.

Bei der dargestellten Anordnung wird der durch die Gleichstromquelle *a* gespeiste Kondensator *g* bei jeder Halbdrehung des rotierenden Kondensators *f* über die Funkenstrecke *e e* oszillatorisch entladen, wobei jedesmal eine Umladung des Kondensators *f*, wie bei Marconi, erfolgt.

Anstelle dieser Art der periodischen Umladung des Kondensators *f* kann aber auch die Anordnung so getroffen werden, daß mittels eines rotierenden Funkenstreckenschalters dieser Kondensator *f* abwechselnd geladen und entladen wird.

Ferner ist es auch möglich, diese Umladungseinrichtung mit künstlicher Zündung zu versehen. Für einige Ausführungen, welche allerdings wohl bisher noch keine praktischen Bedeutungen erlangt haben, hat v. Lepel den Kondensator *f* ganz fortgelassen und entweder durch eine rasch rotierende Funkenstrecke oder durch eine Löschfunkenstrecke ersetzt. Diese letztere Ausführung hat hier kein Interesse, da sie sich von den gewöhnlichen Stoßsendern (siehe Kap. IV, S. 166 ff.) nicht unterscheidet.

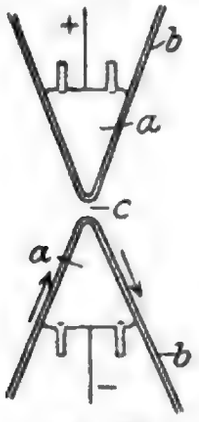


Abb. 220. Metallbandlichtbogenvorrichtung von E. Ruhmer.

δ) Metallbandlichtbogen von E. Ruhmer.

Eine von den vorstehenden Anordnungen abweichende Konstruktion hat E. Ruhmer angegeben, indem er einen Metallichtbogen zwischen zwei um rotierende Rollen laufenden Metallbändern übergehen läßt.

Die Einrichtung zeigt Abb. 220 schematisch.

Um je ein am besten von Kühlwasser durchströmtes Haltestück *a* läuft ein Metallband, -draht oder -rohr *b*, welches von einer Vorratsrolle sich abwickelt und auf eine solche wieder aufgewickelt wird. Um den Lichtbogen, welcher bei *c* übergeht, genau zu fixieren, kann der auf- und abzuwickelnde Metalleiter kantig ausgeführt sein.

Für die Umformung größerer Energiemengen ist die Einrichtung erst brauchbar, wenn man besondere Kühl- und Entionisierungsmittel, wie Wasserstoff,

Digitized by Google

Gebläse usw. anwendet. Immerhin kann man verhältnismäßig genau den Lichtbogen in seiner Länge einstellen.

ε) Rotierende Aluminiumscheibenanordnung von S. G. Brown.

Erwähnenswert ist ferner noch die Anordnung mit langsam rotierender Aluminiumscheibe von S. G. Brown (1906); gegen diese liegt, gemäß Abb. 221, ein Kupferkontaktstück leicht an. Zwischen dem Kupferkontaktstück und der Aluminiumscheibe geht der Entladungsvorgang über. Die hierdurch zu erzielenden Schwingungen können kontinuierlich und regelmäßig erhalten werden. Die Energie ist indessen nur gering.

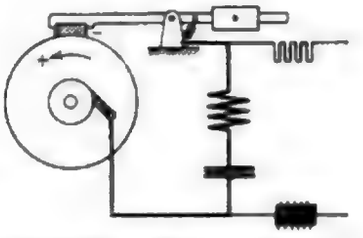


Abb. 221. Rotierende Aluminiumscheibenanordnung von S. G. Brown.

ζ) Maximal zulässige Frequenzschwankungen des Lichtbogensenders beim Schwebungsempfang.

Solange man die ungedämpften Lichtbogenschwingungen mit einem Tikker empfängt, ist es praktisch, insbesondere bei mittleren und größeren Wellenlängen, ohne weiteres möglich, einen betriebssicheren Empfang zu gewährleisten. Auch bei kleineren Wellenlängen werden, wenn der Lichtbogengenerator nicht unzweckmäßig aufgebaut oder die Schwingungskreiselemente nicht sehr ungünstig gewählt sein sollten, die Frequenzschwankungen sich stets so gering halten lassen, daß der Tikkerempfang betriebssicher ermöglicht ist.

Ungleich höhere Anforderungen werden bezüglich der Wellenkonstanz an den Lichtbogensender gestellt, wenn es sich darum handelt, auf der Empfangsseite mit Schwebungsempfang zu arbeiten. Alsdann gilt folgendes:

Unter der Voraussetzung, daß die Empfangswelle konstant bleibt, wie dies beim elektrischen Schwebungsempfang mit Röhre ohne weiteres angenommen werden kann, ist Nachstehendes zu bemerken.

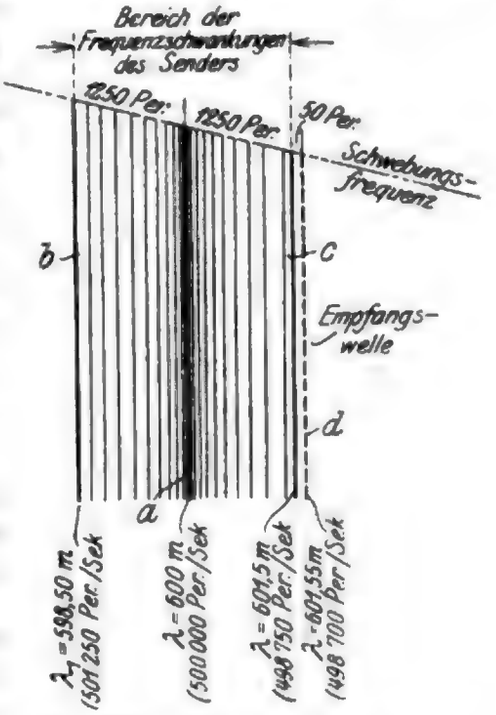


Abb. 222. Maximal zulässige Frequenzschwankungen des Lichtbogensenders beim Schwebungsempfang.

1. Die normale Sendewelle λ sei = 600 m = 500 000 Perioden pro Sekunde, entsprechend der mittleren Markierungslinie *a* in der schematischen nicht maßstäblichen Abb. 222. Die Schwebungsfrequenz soll im Bereich zwischen 50 und 2500 Perioden pro Sekunde, also in dem gut hörbaren musikalischen Bereiche schwanken dürfen. Es sei nun angenommen, daß die Senderfrequenz sich um 500 000 Perioden als Nullage um 1250 Perioden sowohl nach oben als nach unten gleichmäßig ändere. Das gibt im Diagramm von Abb. 222 also eine Linie *b* entsprechend $\nu_1 = 501\,250$ (gemäß $\lambda_1 = 598{,}5$ m) und nach unten eine Linie *c* entsprechend $\nu_2 = 498\,750$ (gemäß $\lambda_2 = 601{,}5$ m).

Die Annäherung an die als absolut konstant zu haltende Empfängerfrequenz soll für den kritischen Fall auf 50 Perioden gehalten werden, was einem tiefen

Ton entspricht. Es ergibt sich demgemäß für die Empfängerfrequenz eine Linie *d*, welche also von der Linie *c* einen Abstand = 50 Perioden besitzt.

Es ist also hieraus ersichtlich, daß für den angenommenen Schwebungsfrequenzbereich zwischen 50 und 2500 Perioden pro Sekunde die Frequenzschwankungen des Lichtbogensenders keinesfalls größer sein dürfen als in Abb. 222 eingetragen, d. h. also im Maximum $^1/_4\,\%$ nach oben und nach unten betragen dürfen.

Würden die Frequenzschwankungen größer sein, so würden die Linien *b* und *c* einen größeren Abstand von der Grundfrequenzlinie *a* besitzen, und es wäre alsdann der Bereich für die Schwebungsfrequenz im Minimum von 50 Perioden pro Sekunde nicht mehr gewährleistet.

Hingegen können selbstverständlich die Frequenzschwankungen des Lichtbogensenders geringer sein. Der Effekt, welcher sich im Diagramm von Abb. 222 alsdann ausdrücken würde, wäre der, daß die Linien *b* und *c* sich symmetrisch gegen *a* annähern würden, wodurch die Tonschwankungen um einen mittleren Ton von 1300 Schwingungen nicht mehr wie bisher auf 50 Schwingungen herab und auf 2500 Schwingungen heraufschwingen, sondern um einen entsprechend geringeren Betrag um den mittleren Ton pendeln.

2. Wesentlich günstiger sind die Bedingungen, bzw. eine erheblich höhere Frequenzschwankung des Lichtbogengenerators ist zulässig, wenn man mit der Betriebswellenlänge heraufgeht. Die normale Sendewelle λ sei jetzt = 3500 m entsprechend 85 714 Perioden pro Sekunde. Die konstant zu haltende Empfangswelle habe 87 014 Perioden. Unter Benutzung desselben Schwebungsfrequenzbereiches wie bisher, zwischen 50 und 2550 Perioden pro Sekunde ergibt sich alsdann eine größte Wellenlänge von 3555,1 m entsprechend 84 464 Perioden pro Sekunde und eine kleinste Welle von 3444,9 m entsprechend 86 964 Schwingungen pro Sekunde. Die Differenz zwischen der größten und kleinsten Wellenlänge beträgt also 110.4 m entsprechend 3%. Es kann demgemäß um 1.5% die Sendewelle nach oben und nach unten schwanken, ohne daß der Schwebungsempfang gefährdet ist.

3. Wenn man, was meistens, wenigstens bei größeren Stationen, der Fall sein wird, die Betriebswellenlänge noch größer wählt, also, was im allgemeinen den praktischen Anforderungen entsprechen wird, dieselbe mit 8000 m zugrundelegt, so ergeben sich folgende Zahlenwerte. Entsprechend der normalen Sendewelle von 8000 m ist die Periodenzahl = 37 500 Perioden pro Sekunde. Die konstant zu haltende Empfangswelle sei 38 800 Perioden. Unter Benutzung desselben Schwebungsfrequenzbereiches wie bisher zwischen 50 und 2550 Perioden pro Sekunde ergibt sich alsdann eine größte Wellenlänge von 8276 m entsprechend 36 250 Perioden pro Sekunde und eine kleinste Welle von 7724 m entsprechend 38 700 Perioden pro Sekunde. Die Differenz zwischen der größten und kleinsten Wellenlänge beträgt also 552 m entsprechend 6,6%. Es kann also um 3,3% die Sendewelle nach oben und nach unten schwanken, ohne daß der Schwebungsempfang gefährdet ist.

Selbstverständlich werden alle modernen Lichtbogensender so gebaut, daß die Senderfrequenzschwankungen erheblich geringer sind, so daß eine störende Tonschwankung nicht zu befürchten ist.

η) Eigenschaften der Lichtbogensender.

Zusammenfassend kann also bezüglich der Sender, welche nach der Lichtbogenmethode arbeiten, folgendes ausgeführt werden.

Ein großer Vorteil des Lichtbogensenders mit Wasserstoffatmosphäre nach V. Poulsen besteht darin, daß diese Atmosphäre durch selbst noch so hohe

Wärmegrade nicht zerstört werden kann, und daß die Ableitung der Verlustwärme in einfachster Weise durch Kühlwasser möglich ist

Selbst gegenüber den von Schwebungsstoßsendern erzeugten hochresonanzfähigen Schwingungen stellen die vom Lichtbogensender hervorgerufenen Schwingungen, infolge noch besserer Abstimmschärfe eine Überlegenheit dar, welche insbesondere bei Großstationen und bei Häufung der Stationen in bestimmten Gebieten vorteilhaft in Erscheinung treten wird. Jeder richtiggebaute Lichtbogensender besitzt nach außen keine hervortretenden Oberschwingungen. Schon in geringen Abständen von der Station ist die Amplitude dieser Oberschwingungen so klein, daß sie praktisch nicht mehr nachweisbar ist. Der Lichtbogensender ist daher, abgesehen von seiner Einfachheit, auch aus diesem Grunde hervorragend prädestiniert, in solchen Gegenden Verwendung zu finden, in denen die Stationsdichte eine große ist. Diese Vorteile haben auch dazu geführt, daß gerade in neuester Zeit alle größeren und großen Stationen, soweit sie nicht Maschinensender erhalten haben, mit Lichtbogensendern (V. Poulsen) ausgerüstet worden sind (z. B. Lyon, Bordeaux, Saloniki, Darien, Honolulu, S. Francisco, Anapolis usw.).

Unter Anwendung eines Tikkers ist nur ein nichttönender Empfang ermöglicht. Der Wirkungsgrad der Übertragung zwischen Sender und Empfänger ist hierbei demjenigen des Detektorempfanges indessen ganz wesentlich überlegen. Da jedoch nur ein kratzendes oder rauschendes Empfangsgeräusch mit dem Tikker erzielt wird, ist die Störungsfreiheit, soweit eine normale Empfangsschaltung angewendet wird, insbesondere gegenüber atmosphärischen Störungen gering.

Mit Vorteil ist man daher bei den ungedämpften Sendern zum elektrischen oder mechanischen Schwebungsempfang übergegangen. Hierbei wird ein vorzüglicher Tonempfang mit einfachen Mitteln gewährleistet, und man hat gegenüber den tönenden Funkensendern den großen Vorteil, daß man den Ton auf der Empfangsseite beliebig einregulieren kann. Wird man also z. B. durch einen tönenden Funkensender gestört, so kann man in einfachster Weise die Tonfrequenz am Empfänger ändern (Variation der Tourenzahl des Tonrades, Veränderung der Wellenlänge des ungedämpften Senders beim elektrischen Schwebungsempfang) und somit aus dem Bereich des tönenden Funkensenders herauskommen.

Ein großer Vorteil der Lichtbogensender ist ferner der, daß man den Lichtbogengenerator direkt in die Antenne einschalten kann und durch Variation eines einzigen Abstimmittels und mit einem Handgriff (z. B. Variometer) die Wellenlänge in weitestem Bereich verändern kann. Der Sender ist absolut einwellig. Bei richtig gebauten Sendern und größeren Wellenlängen ist die Schwingungsform rein sinusförmig. Oberschwingungen sind, wie bemerkt, selten in störender Weise beobachtet worden.

Die Herstellung ganz kleiner Wellenlängen bereitet Schwierigkeiten, mindestens solange man Lichtbogengeneratoren mit transversalem Magnetfeld, also solche für größere Energien, verwendet. Hingegen ist die Herstellung mittlerer und großer Wellenlängen bis zu den größten Wellenlängen herauf ohne Schwierigkeit möglich. Der große Vorteil der Lichtbogensender ist der, daß eine kontinuierliche Wellenvariation innerhalb weitester Grenzen infolge der vorhandenen niedrigen Spannung mit einfachsten Mitteln und rasch möglich ist.

Die Antennenenergie kann, ganz abgesehen davon, daß man bei hinreichend großer Dimensierung des Generators wie bei jeder Maschine, sehr große Hochfrequenzenergien ohne weiteres umformen kann, insbesondere durch Verwendung der Energieschaltung sehr gesteigert werden. Die größte auf diese Weise bisher

erzielte Energie steht derjenigen, welche mit rotierenden Funkenstrecken hergestellt wurde, nicht erheblich nach, bzw. kann dieser äquivalent sein. Der Wirkungsgrad ist bei Verwendung der Energieschaltung, welche eine genügende Antennenkapazität bedingt, ein sehr hoher und keineswegs ungünstiger als beim Schwebungsstoßverfahren.

Bezüglich der im Tastbetriebe verbrauchten Energie ist der Lichtbogengeneratorsender z. B. einem Maschinensender nicht unterlegen, da es gelungen ist, so zu tasten, daß zwischen den Morsezeichen nur Leerlaufsenergie aber keine Wattenergie verbraucht wird.

Bei der Antennenisolationsbeanspruchung ist zu berücksichtigen, daß die Maximalspannungsamplitude verhältnismäßig gering ist und nur einen Bruchteil derjenigen bei Funkensendern beträgt. Hingegen ist zu beachten, daß entsprechend den vorhandenen kontinuierlichen Schwingungen die Isolationsbeanspruchung eine andauernde ist, und daß aus diesem Grunde an die Isoliermaterialien hohe Anforderungen gestellt werden. Die Isolatoren haben nicht nur die maximale Spannungsamplitude auszuhalten, sondern werden auf Hochfrequenzenergie dauernd beansprucht. Verlustquellen durch Hysteresis, Wirbelströme, parasitäre Ströme usw. müssen daher peinlichst vermieden werden.

Die Ausnutzung der Antenne ist eine denkbar günstige, da die Schwingungsenergie kontinuierlich ist.

An die Stromquelle werden im allgemeinen keine besonderen Anforderungen gestellt, da man meist mit Gleichstrom von ca. 500—800 Volt auskommt. Der Betrieb des Lichtbogengenerator ist relativ einfach und billig, da abgesehen von geringem Gas- bzw. Spiritusverbrauch für die Erzeugung der wasserstoffhaltigen Atmosphäre nur ein gelegentliches Auswechseln der Elektroden (Kohlen) nötig ist.

Einen nicht zu unterschätzenden Vorteil besitzt der mit Poulsenschem Lichtbogengenerator ausgerüstete Sender in bezug auf Betriebsbereitschaft, sofern der Speisestrom des Generators aus einer Akkumulatorenbatterie entnommen wird und die wasserstoffhaltige Atmosphäre in der Generatorkammer mit Leuchtgas hergestellt wird. Es bedarf alsdann nur des Zündens des Generators, und derselbe wird selbst bei größeren Abmessungen in wenigen Sekunden nach erfolgter Zündung gute resonanzfähige Schwingungen im Hochfrequenzsystem hervorrufen. Diese Eigenschaft der sofortigen Betriebsbereitschaft teilt der Lichtbogensender nur mit dem Funkensender, welcher bei kleiner Schwingungsenergie mit seltenen Entladungen arbeitet, sofern derselbe aus einer Batterie mit mechanischem Unterbrecher gespeist ist. Eine noch etwas größere Betriebsbereitschaft als der Lichtbogensender besitzt nur der Röhrensender, welcher mit Akkumulatoren bzw. Elementbatteriestrom für Fadenheizung und Anodenfeld arbeitet.

Bei minderwertigen Ausführungsformen von Lichtbogensendern ist zuweilen der Übelstand beobachtet worden, daß nach verhältnismäßig kurzen Betriebsperioden, in denen mit voller Energie gesendet wurde, eine so starke Erwärmung der Anlage, insbesondere des Generators eintrat, daß der Sender abgeschaltet und mit einer anderen Senderanordnung bzw. mit einem anderen Generator Betrieb gemacht werden mußte. Selbstverständlich ist es bei richtiger Formgebung und hinreichender Kühlung ebenso wie z. B. bei jeder Dynamomaschine möglich, den Lichtbogensender beliebig lange mit seiner normalen Sendeenergie zu betreiben, ohne daß es notwendig wäre, für den Betrieb auf eine andere Anordnung überzugehen.

Schließlich macht auch das Parallelarbeiten mehrerer Lichtbogengeneratoren, wenn dieses wirklich verlangt werden sollte, keine Schwierigkeiten, da sich die Lichtbogen von selbst synchronisieren.

Digitized by Google

c) Ideale Stoßerregung.

Es sei zunächst bemerkt, daß unter „idealer Stoßerregung", wie schon oben zum Ausdruck gebracht, derjenige Vorgang verstanden sein soll, bei welchem nur die erste Halbwelle in dem anstoßenden System zum Ausdruck gelangt, und daß alsdann im anstoßenden System die Schwingung bis zum nächsten Stoß abgerissen ist. Das besagt, daß die ideale Stoßerregung die „ideale Löschwirkung" involviert. Nicht aber soll unter idealer Stoßerregung eine „ideal gute Energieübertragung", d. h. ein „ideal guter Wirkungsgrad", verstanden werden (Diesselhorst, 1915). Im Gegenteil ist sogar zu erwarten, daß bei der Schwebungsstoßerregung der Wirkungsgrad ein besserer sein wird und kann, da längere Zeit für die Kopplung des anstoßenden mit dem abgestoßenen System zur Verfügung steht. Indessen sind hierbei im allgemeinen die wesentlichen Vorzüge der idealen Stoßerregung, nämlich absolute Einwelligkeit, Unabhängigkeit von der Kopplung, Unabhängigkeit von der Abstimmung der beiden Kreise, Leichtigkeit der Tonregulierung usw. gerade nicht vorhanden.

α) Quecksilberdampflampe von B. Glatzel und Telefunken.

Nach Wien ist von verschiedenen Seiten versucht worden, auch die ideale Stoßerregung für die Technik nutzbar zu machen. Auf Grund der Arbeiten von Hewitt und Simon (siehe oben unter „Schwebungsstoßerregung" S. 168 ff.) lag es zunächst nahe, die Quecksilberdampflampe infolge ihrer großen Löschwirkung für diesen Zweck heranzuziehen. Mit der Ausbildung eines derartigen Verfahrens haben sich insbesondere B. Glatzel und Telefunken beschäftigt.

B. Glatzel verwendete eine besondere Konstruktionsform der Quecksilberdampflampe, bei der die Wandungen aus Bleiglas hergestellt sind, eine besondere Kühlkammer zur Vakuumregulierung angewendet ist und in die Röhre kleine Becher und Trichter eingeschmolzen sind, um zu große Erwärmungen zu verhindern und den Bogenfußpunkt zu fixieren. Glatzel erhielt mit einer derartigen Röhre eine ideale Stoßerregung, die er durch Aufnahme von Resonanzkurven und mit dem Glimmlicht-Oszillographen feststellte, und wobei auch bei festester Kopplung niemals Schwebungen auftraten.

Die geringe Lebensdauer der bisherigen Konstruktionen der Quecksilberdampflampe hat indessen auch Telefunken davon abgehalten, diese Entladestrecke in die Praxis einzuführen. Für Meßzwecke im Laboratorium können sie jedoch gute Dienste leisten.

Durch die neuen, offenbar sehr betriebssicheren Quecksilbergleichrichter von H. Schäfer und E. Hartmann (1911/12) (siehe oben unter „Partialfunken" S. 165) könnte übrigens auch diese Erzeugungsart von Schwingungen neue Bedeutung gewinnen.

β) Glimmlicht- und Wasserstoffunkenstrecke von B. Glatzel.

Auch unter Verwendung einer Glimmlichtfunkenstrecke hat Glatzel Stoßschwingungen erzielen können, und zwar wird hierzu die Ausbildung des bekanntlich in derartigen Röhren auftretenden dunklen Raumes benutzt, welcher eine sehr geringe Leitfähigkeit besitzt. Die zum Durchschlagen des dunklen Raumes erforderliche Spannung ist der Länge dieses Raumes nahezu proportional. Man kann infolgedessen durch die der Röhre aufzudrückende Betriebsstromstärke die Spannung so regulieren, daß der Raum gerade noch durchschlagen wird, worauf die erste Schwingung einsetzt. Für eine Ausbildung der zweiten und dritten Schwingung reicht alsdann die Spannungsamplitude nicht mehr aus, diese unterbleibt infolgedessen, und der Sekundärkreis wird nur von der erstgenannten Schwingung angestoßen. Es gibt also eine gewisse kritische Länge

Digitized by Google

Für die Amplitude $\hat{y}_{max}$ gelten, je nachdem ob Dämpfung D vor, nach oder in Resonanz vorliegt, andere Werte:

$$\hat{y}_{max} = \frac{\hat{y}_0}{2D\sqrt{1-D^2}} \quad \text{für } D < 0{,}707 \text{ (Resonanz)}$$

$$\hat{y}_{max} = \frac{\hat{y}_0}{2D^2} \quad \text{für } D = 0{,}707 \text{ (Grenzfall)}$$

$$\hat{y}_{max} = \frac{\hat{y}_0}{2D\sqrt{D^2-1}} \quad \text{für } D > 0{,}707 \text{ (Überdämpfung)}$$

Bild 20 zeigt den Amplitudenverlauf $\hat{y}/\hat{y}_0$ in Abhängigkeit von η für verschiedene Dämpfungsgrade D. Bei Resonanz ($\eta = 1$) ist $\hat{y}/\hat{y}_0 = 1/2D$, d. h. die Amplitude ist um so größer, je kleiner die Dämpfung ist. Ohne Dämpfung ($D = 0$) würde sie unendlich groß werden. Bei Überdämpfung ($D > 0{,}707$) ist $\hat{y}/\hat{y}_0 < 1$, d. h. die Amplitude ist kleiner als die Erregeramplitude. Bei $\eta = \sqrt{2}$ ist $\hat{y}/\hat{y}_0 = 1$ unabhängig von der Dämpfung. Für $\eta > \sqrt{2}$ ist $\hat{y}/\hat{y}_0 < 1$, d. h. die Amplitude ist kleiner als die Erregeramplitude, und zwar um so kleiner, je größer die Dämpfung ist.

Bild 20. Amplitudenverhältnis $\hat{y}/\hat{y}_0$ in Abhängigkeit von η für verschiedene Dämpfungsgrade D

Bild 21. Phasenverschiebungswinkel φ in Abhängigkeit von η für verschiedene Dämpfungsgrade D

Bild 21 zeigt den Phasenverschiebungswinkel φ in Abhängigkeit von η für verschiedene Dämpfungsgrade D. Bei Resonanz ($\eta = 1$) ist $\varphi = 90°$, unabhängig von der Dämpfung. Bei Überdämpfung ($D > 0{,}707$) ist $\varphi < 90°$, d. h. die Schwingung hinkt weniger als um eine Viertelperiode hinter der Erregung her. Bei $\eta = \sqrt{2}$ ist $\varphi = 90°$ unabhängig von der Dämpfung. Für $\eta > \sqrt{2}$ ist $\varphi > 90°$, d. h. die Schwingung hinkt mehr als um eine Viertelperiode hinter der Erregung her.

4. Messen von Schwingungen

Beim Schwingungsmessen (s. Fischer, Bd. 2, Kraftfz. und Motoren) unterscheidet man zwischen Messen mit Schwingungsmeßgeräten und Messen mit Schwingungsaufnehmern. Bei ersterem ist das Meßgerät selbst der Schwingungsaufnehmer, bei letzterem ist der Schwingungsaufnehmer vom Meßgerät getrennt. Schwingungsmeßgeräte sind meistens Seismographen, und zwar solche für relativ hohe Frequenzen. Sie verwenden Schwingungsaufnehmer, die nach dem Seismographenprinzip arbeiten. Sie bestehen aus einer Masse, die durch eine Feder mit dem Meßobjekt verbunden ist. Die Masse wird durch die Schwingungen des Meßobjekts zu Schwingungen angeregt, die gegenüber den Schwingungen des Meßobjekts eine Phasenverschiebung aufweisen. Diese Phasenverschiebung ist um so kleiner, je größer die Eigenfrequenz des Schwingungsaufnehmers ist.

Schwingungsaufnehmer sind Geber, die Schwingungen in elektrische Größen umwandeln. Sie bestehen aus einem Schwingkörper, der durch eine Feder mit dem Meßobjekt verbunden ist. Die Schwingungen des Meßobjekts werden auf den Schwingkörper übertragen, der dadurch zu Schwingungen angeregt wird. Diese Schwingungen werden durch Tauchspulen, Tauchanker, Kondensatoren, Piezokristalle, Dehnungsmeßstreifen oder Thermoelemente in elektrische Größen umgewandelt.

da die von Chaffee behaupteten Nachteile des Poulsenbogens und des Wienschen Senders nur bei minderwertigen Konstruktionen und unsachgemäßer Behandlung vorhanden sind.

δ) Schwefelsäureunterbrecher von S. Arndt.

S. Arndt (1913) verwendet als Kathode Platin gegen verdünnte Schwefelsäure als Anode. Von seiner Anordnung gilt etwa das Gleiche wie das bei dem Chaffeeschen Sender ausgeführte.

ε) Der ideale Stoßsender und das Vieltonsystem von E. v. Lepel-Burstyn und der Lorenz A.-G.

Um für die Praxis der drahtlosen Telegraphie eine ideale Stoßerregung zu erzielen, ist es, abgesehen von der richtigen Wahl der elektrischen Kreisdimensionen, notwendig, möglichst betriebssicher arbeitende, nicht zu empfindliche Entladestrecken anzuwenden, welche auch in Serie geschaltet werden können, um die Energie entsprechend zu steigern. Hier sind die bereits oben unter den „Schwebungsstoßsendern" erwähnten Arbeiten von E. v. Lepel und W. Burstyn bahnbrechend gewesen. Die beiden Genannten erkannten, daß unter Verwendung einer zwischen planparallelen, in geringem Abstand voneinander aufgestellten, voneinander isolierten Metallelektroden und bei richtiger Wahl der Dimensionen der zur Entladestrecke parallel geschalteten Kapazität und Selbstinduktion es möglich war, eine vorzügliche Wirkung zu erzielen und die Funkenzahl fast beliebig zu steigern. Bis zu etwa 80 000 Stoßschwingungen pro Sekunde sind erreichbar.

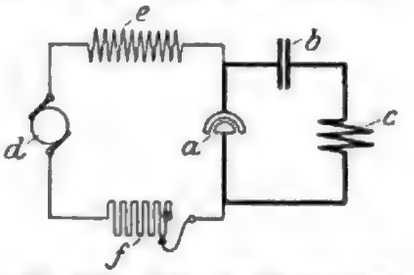


Abb. 225. Idealer Stoßsender.

Zeitlich später gelang es H. Rein bei der Lorenz A.-G. mit derselben Anordnung nachzuweisen, daß ideale Stoßerregung vorlag; es war mit dieser Einrichtung, insbesondere nachdem eine in Betriebssicherheit zweckentsprechende Entladestrecke ausgebildet war, möglich, die ideale Stoßerregung in einer für die Praxis brauchbaren Weise nutzbar zu machen.

Zur Verwirklichung der idealen Stoßerregung ist es erforderlich, eine Entladestrecke zu wählen, welche große Löschfähigkeit besitzt. Es kann infolgedessen die Konstruktionsform der Funkenstrecke von v. Lepel benutzt werden.

Selbstverständlich ist es aber auch möglich, eine unsymmetrische Funkenstrecke mit guter Löschwirkung zu verwenden, nur wird bei dieser hinsichtlich des Wirkungsgrades ein Nachteil vorhanden sein, indem bei Speisung des Senders mit niederfrequentem Wechselstrom die Energie der einen Richtung verloren geht.

Es mögen zunächst die Schwingungsverhältnisse beim einfachen idealen Stoßsender, entsprechend dem Schaltungsschema von Abb. 225, betrachtet werden. (Ein exaktes Schaltungsschema des Vieltonsenders der Praxis siehe II, Abb. 1223, S. 366.) Bei richtiger Wahl der Dimensionen nicht nur des Stoßkreises *a b c*, sondern auch der Speisekreiselemente, insbesondere der Vorschaltselbstinduktion *e* sind im Stoßkreise Stromstöße, nämlich die sogenannten idealen Stromstöße, zu erzielen, welche Abb. 226 in Diagramm 2 wiedergibt. Die Zeiten T_1, während welcher diese Stöße vor sich gehen, sind gegenüber den Zeiten T_2, in denen der Kondensator *b* aufgeladen wird, sehr klein. Während dieser relativ langen Ladungszeiten des Kondensators schwingt sich die Energie im angestoßenen System (Antenne) entsprechend der Kurve 3 aus. Hierfür ist die Dämpfung des angestoßenen Systems maßgebend; bei starker Dämpfung dieses Systems tritt ein rasches Ausschwingen ein. Man kann aber auch, sofern man das ange-

Digitized by Google

endlich. Darum schwindet gelegentlich jemand, d. h. sein gesichtsmäßiger Eindruck verwischt sich, verblaßt, und auch wenn der Vorgang vollständig abgeschlossen ist, kann man sich noch lange Zeit an ihn erinnern. Ähnlich

Abb. 20. Eine gesetzte Schwingung und ihre Eigenschwingung

Abb. 21. Eine gesetzte Schwingung und ihre Eigenschwingung

verhalten sich die Schwingungen. Wird ein Pendel in Schwingung versetzt, so schwingt es zunächst mit seiner Eigenschwingung, d. h. mit der Schwingung, die es ausführt, wenn es sich selbst überlassen ist. Diese Eigenschwingung wird aber bald durch die Schwingung überlagert, die wir dem Pendel aufzwingen, durch die gesetzte Schwingung. Wir können sie als Störung der Eigenschwingung auffassen. Nach einiger Zeit ist die Eigenschwingung verschwunden, und das Pendel schwingt nur noch mit der gesetzten Schwingung. Wir können sie auch als Störung der gesetzten Sch

Da eine Rückzündung infolge der Löschfähigkeit der Entladestrecke nicht als vorhanden angenommen werden soll (Diesselhorst, 1915), und da die Stromquelle eine bestimmte Spannung besitzt, wird der Kondensator von neuem in umgekehrter Richtung aufgeladen, und zwar — die in der Vorschaltselbstinduktion e enthaltene kinetische Energie ist hierfür wiederum wesentlich — ladet sich der Kondensator bis zu einem Betrage auf, welcher der Spannung V_a zuzüglich der doppelten Stromquellenspannung entspricht.

Das Spiel wiederholt sich alsdann von neuem. Im Moment der Zündung ist wieder die Spannung V_z und der ihr entsprechende Stromwert vorhanden.

Für die Aufrechterhaltung des Schwingungsvorganges ist es erforderlich, daß V_a stets größer ist als V_z minus der doppelten Stromquellenspannung. Würde der Wert von V_a kleiner sein, so würde in der Entladestrecke der Stromdurchgang vollkommen aufhören, und es müßte eine neue Zündung erfolgen, um den Schwingungsvorgang überhaupt wieder einzuleiten.

Aus dem Diagramm 2 von Abb. 226 ist ohne weiteres ersichtlich, daß, abgesehen von der Deckung der Dämpfungsverluste, stets soviel Energie in den Kondensator durch die Speisestromquelle nachgeliefert werden muß, als Energie für die Stöße verbraucht wird.

Es geht ferner aus dem erwähnten Diagramm von Abb. 226 hervor, daß man es hier mit reinen Lichtbogenschwingungen 2. Art zu tun hat.

Besondere Vorteile kann man aus diesem idealen Stoßsender ziehen, wenn man zur Entladestrecke noch einen weiteren Kreis parallel schaltet, welcher eine erheblich größere Wellenlänge als der Stoßkreis besitzt, dessen Wellenlänge aber immerhin bei weitem nicht so groß ist als die aus Speisestromquelle, Vorschaltselbstinduktion, Stoßkreiskapazität und Stoßkreisselbstinduktion gebildete Wellenlänge.

Das sich auf diese Weise ergebende Schaltungsbild ist bereits in Kapitel II, Abb. 27 wiedergegeben und kennzeichnet die sogenannte „Vieltonschaltung".

Zu der nach einem Vorschlage von O. Scheller von E. Nesper ausgebildeten Entladestrecke ist sowohl der Stoßkreis parallel geschaltet, dessen Wellenlänge ungefähr derjenigen des Gebrauchskreises (Antenne) entspricht, als auch der mehrere 100 km lange Wellen besitzende zweite Kreis parallel gelegt, welcher infolgedessen als „Duddellkreis" oder „Tonkreis" bezeichnet wird. Mittels dieses Tonkreises werden die Schwingungsübergänge des Stoßkreises gesteuert und z. B. im Tonrhythmus einreguliert.

Die sich durch das Zusammenwirken von Stromquelle, Tonkreis und Stoßkreis ergebenden Schwingungsbilder sind schematisch in Abb. 228 wiedergegeben. Die oberste Kurve 1 kennzeichnet die Lade- und Entladespannung des (großen) Kondensators des Tonkreises. Die hierzu gehörende Stromkurve im Tonkreis gibt Abb. 2 wieder. Es handelt sich auch hier um Lichtbogenschwingungen 2. Art, wobei die Wellenlänge, um die akustische Frequenz der ausgesandten Schwingungen zu erhalten, in der Größenordnung von einigen 100 km sich bewegt. Aus der Stromkurve des Stoßkreises ist ersichtlich, daß jedesmal, wenn ein Entladungsübergang durch den Stoßkreis entsprechend Abb. 4 stattfindet, welcher, wie wir gesehen haben, gleichfalls in Form von Schwingungen 2. Art vor sich geht, eine mehr oder weniger stark ausgeprägte Einbuchtung der Tonstromkurve bewirkt wird. Der Ladungs- und Entladungscharakter des Stoßkreiskondensators, den wir bereits in Abb. 226, Kurve 1 kennen gelernt hatten, und der gemäß Abb. 228, 3, dem Maßstabe entsprechend, verkleinert, wiedergegeben ist, entspricht demjenigen des Tonkreiskondensators. Die Entladung geht nahezu sinusförmig vor sich. Die Aufladung erfolgt in einer mehr oder weniger geraden Linie.

Das Ausschwingen der vom Stoßkreis *e* auf die Antenne übertragenen Schwingungen geht gemäß 5 von Abb. 228 vor sich.

In den Zeiten, in welchen ein Ton im Stromkreise nicht vorhanden ist, ruhen selbstverständlich auch die Schwingungsvorgänge im Stoßkreise und damit auch in der Antenne. Man kann nun, wie schon zum Ausdruck gebracht, dieses Einsetzen und Aussetzen der Schwingungen im Tonrhythmus bewirken, was durch die strichpunktierte Mittellinie (Abb. 228) gekennzeichnet sein soll. Ist der Abstand zwischen den Schwingungskomplexen *m* groß, also die Frequenz des Tonkreises gering, so ist der erzeugte Ton des Senders ebenfalls niedrig.

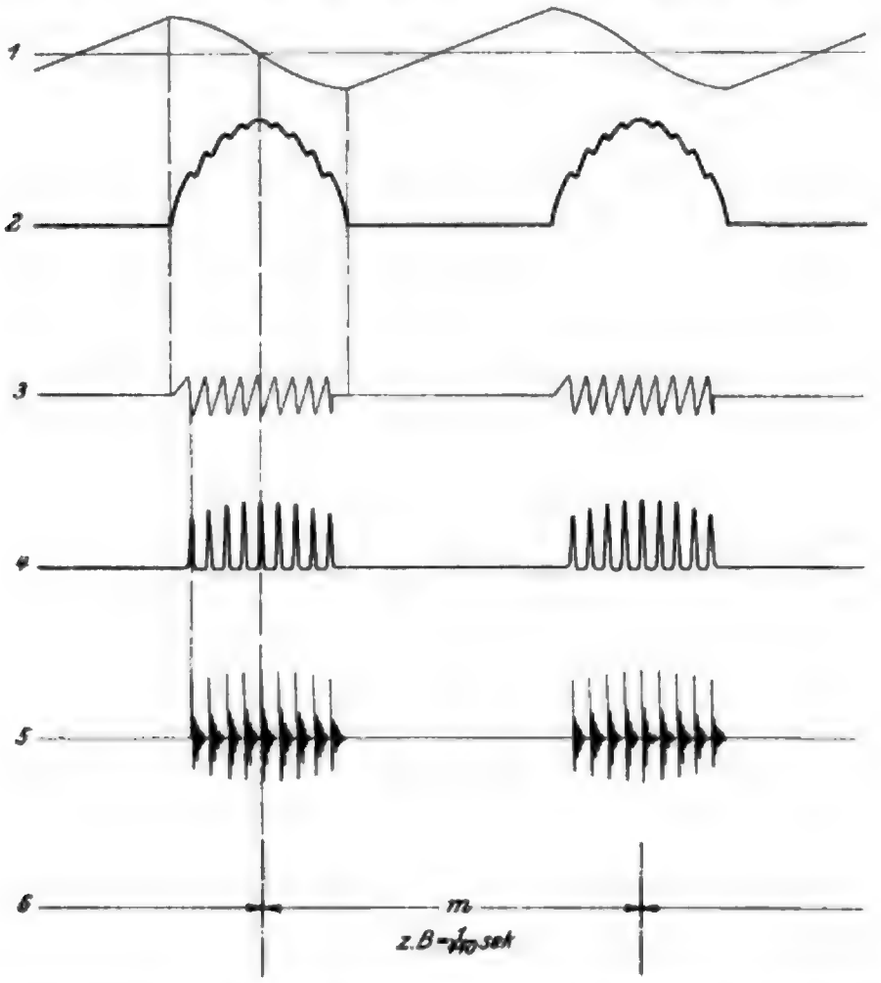


Abb. 228. Zusammenwirken von Stromquelle, Tonkreis und Stoßkreis. Schwingungsbilder.

Das Umgekehrte folgt für einen kurzen Abstand der Schwingungskomplexe voneinander.

Dem musikalischen Ton *a* entsprechend, ist die Zeit des Abstandes zweier Schwingungskomplexe gleich 1/440 Sekunden eingestellt. Es kann auch jeder andere Ton sofort eingestellt werden.

Einige Oszillographenaufnahmen, welche die schematischen Bilder und Überlegungen beweisen, sind in den Abb. 229 bis 232b wiedergegeben.

Abb. 229 gibt ein Oszillographenbild der Schwingungen des Stoßkreises. Die Brennzeit T_1 und die Ladezeit T_2 sind eingetragen.

Die Lichtbogenschwingungen 2. Art des Tonkreises (der Maßstab mußte bei dieser und den folgenden Aufnahmen aus technischen Gründen verschieden gewählt werden) gibt Abb. 230 wieder.

Digitized by Google

Abb. 269. Abtropfgut in Stellung auf Tablett.

Abb. 270. Abtropfgut in Stellung auf Tablett.

Abb. 269 zeigt das Gerät im Stellbrette, wobei man auch die „ausschaltbare" Stellung des Tablettes sieht. Abb. 270 zeigt das Stellbrett mit dem Tablette in der gewöhnlichen Stellung eingesetzt.

Abb. 271. Stellbrett für Abtropfgut.

Das Stellbrett für das Abtropfgut ist in Abb. 271 dargestellt. Es besteht aus dem Stellbrette (a) und dem Tablette (b). Ersteres besteht aus Eisenblech, letzteres aus Eisenblech oder Porzellan.

Das Stellbrett ist mit Füßen versehen, die in Löcher des Tisches eingesteckt werden können. Das Tablett ist mit Stiften versehen, die in Löcher des Stellbrettes eingesteckt werden können. Das Tablett kann in zwei Stellungen eingesteckt werden, und zwar in der tiefen Stellung (normale Stellung) und in der hohen Stellung (Abb. 269).

Abb. 272. Stellbrett für Abtropfgut.

Abb. 272 zeigt das Stellbrett mit dem Tablette in der hohen Stellung. Abmessung zwischen den Stellbrettern 30 cm.

Das Stellbrett wird auf den Tisch gestellt. Nachdem Abtropfgut in ein Gefäß gebracht wurde, wird das Gefäß auf das Tablett gestellt. Das Abtropfgut wird nun mit einem Löffel oder einer Gabel aus dem Gefäße herausgenommen und auf das Tablett gelegt, wo es abtropft.

Abb. 46a. Ein Normalkymogramm. Ableitung I, Ableitung II, Ableitung III. Aus Kraus und Nicolai: Klinische Elektrokardiographie. 3. Aufl. Leipzig: Johann Ambrosius Barth 1918.

Abb. 46b. Ableitung I, Ableitung II, Ableitung III. Aus Kraus und Nicolai: Klinische Elektrokardiographie. 3. Aufl. Leipzig: Johann Ambrosius Barth 1918.

Abb. 46c. Ableitung I, Ableitung II, Ableitung III. Aus Kraus und Nicolai: Klinische Elektrokardiographie. 3. Aufl. Leipzig: Johann Ambrosius Barth 1918.

Zu Abb. 46a–c. Ableitung I, Ableitung II, Ableitung III. Die Kurven sind in Ableitungsrichtung nebeneinander gestellt, so daß sie sich leicht vergleichen lassen. Die Kurven sind in Ableitungsrichtung nebeneinander gestellt, so daß sie sich leicht vergleichen lassen. Die Kurven sind in Ableitungsrichtung nebeneinander gestellt, so daß sie sich leicht vergleichen lassen. Im einzelnen ist die Form nach Größe, Richtung und Dauer der Schwankungen, ferner die Zeitdauer der Pausen zu vergleichen. Die Kurven sind in Ableitungsrichtung nebeneinander gestellt, so daß sie sich leicht vergleichen lass

hauchartigen Schimmer. Kennzeichnend für Glimmstromentladungen ist ferner, daß die Spannung zwischen den in einem Abstande von ca. 0,1 mm angeordneten Elektroden ca. 500mal so groß ist als bei einem Lichtbogen gleicher Länge.

ξ) Ideale Stoßkreissenderanordnung von R. Herzog.

Die ideale Stoßkreissenderanordnung kann nach mehreren Richtungen hin, insbesondere hinsichtlich der Ausführung der anzuwendenden Entladestrecke modifiziert werden, ohne daß prinzipiell eine wesentliche Änderung stattfindet.

Eine hauptsächlich für Kleinstationen brauchbare Anordnung ist die nachstehende:

Die Schaltung gibt Abb. 234 wieder. Verwendet wird Gleichstrom, der beispielsweise mittels einer kleinen, von Hand gedrehten oder mit Fuß getretenen oder durch einen kleinen Explosionsmotor angetriebenen 300—500voltigen Dynamomaschine erzeugt und den Klemmen *a* zugeführt wird. *b* ist ein Ohmscher Widerstand (Silitwiderstand ca. 4000 Ohm), welcher zweckmäßig stufenweise regulierbar sein kann, und der im wesentlichen verhindern soll, daß ein allzu großer Strombetrag der Entladestrecke *d* zugeführt wird, wodurch ein

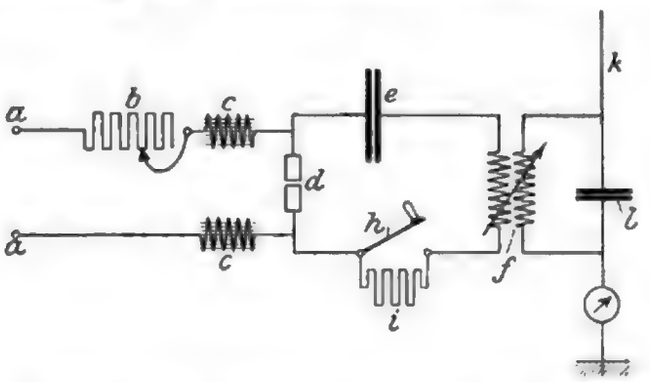


Abb. 234. Ideale Stoßkreissenderanordnung von R. Herzog.

Verschmoren der Elektroden bewirkt werden könnte. *c* sind mit Eisen gefüllte Drosselspulen, um, entsprechend den obigen beim idealen Stoßsender gegebenen Ausführungen, eine Spannungserhöhung an den Elektroden der Entladestrecke herbeizuführen und das Stoßphänomen richtig einzuleiten.

Als Entladestrecke *d* kann jede Ausführung benutzt werden, welche bei passend gewählten Stoßkreisdimensionen, -Kopplung usw. ideale Stoßkreiswirkung ergibt. So können beispielsweise zwei im Bruchteil eines Millimeters entfernte Metallelektroden Anwendung finden, welche in einem teilweise mit Spiritus gefülltem Gefäß angeordnet sind, wobei durch Andrücken der einen Elektrode gegen die andere die Zündung bewirkt wird.

Ebenso können aber auch eine kleine Metallelektrode und ihr gegenüber eine kleine Kohlenelektrode benutzt werden, zwischen denen die Entladungserscheinung im offenen Luftraum übergeht und wobei die Metallelektrode mit Kühlrippen versehen sein kann, um die Abkühlung und die Unsymmetrie zu unterstützen.

e ist ein Stoßkreiskondensator (Glimmerkondensator). *h* ein Taster, zu welchem zweckmäßig ein Silitwiderstand *i* parallel geschaltet ist. Hierdurch wird verhindert, daß bei geöffnetem Taster ein Verbrennen der Elektroden der Entladestrecke *d* eintritt. Die Selbstinduktion des Stromkreises wird vorteilhaft in Form der einen Spule bzw. Spulengruppe des Variometers *f* hergestellt. Die andere Spule bzw. Spulengruppe des Variometers *f* ist in die Antenne *k* eingeschaltet, beispielsweise unter Parallelschaltung eines Kondensators *l*. Auf diese

Digitized by Google

Weise wird die Zahl der erforderlichen Einstellungshandgriffe bei einmal richtig eingestelltem Sender vermindert, und es werden Einstellungsfehler vermieden.

η) Wiensche Schwebungsstoßerregung mit sehr fester Kopplung von H. Riegger.

Ein prinzipiell völlig anderer Weg der idealen Stoßerregung besteht darin, daß man das Wiensche Schwebungsstoßverfahren zugrunde legt, aber die Kopplung zwischen dem Stoßkreis und dem angestoßenen System so fest macht, daß möglichst nur die erste Halbwelle im Stoßkreise zum Ausdruck gelangt, und daß während dieser Zeit die Energie auf das angestoßene System übertragen wird.

Unter Verwendung einer sehr rasch entionisierenden Funkenstrecke ist es H. Riegger (1910) gelungen, eine ideale Stoßerregung bei verschiedenen Kopplungsgraden und weiter bis zu Kopplungen von ca. 50% herauf zu verwirklichen.

Bei der von ihm benutzten Anordnung konnte sowohl mittels eines Wattzeigers die Energie im Stoßkreis als auch im angestoßenen System und die Resonanzkurve mittels eines geeigneten Wellenmessers in raschester Weise

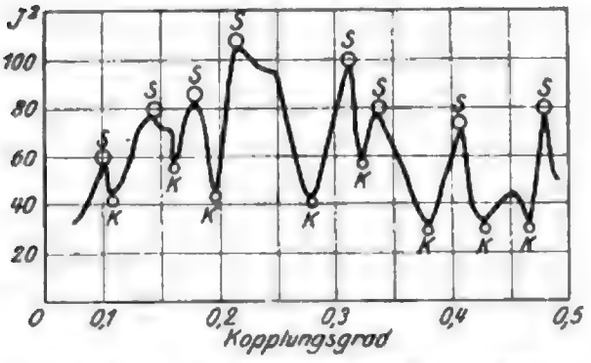


Abb. 235. Wiensche Schwebungsstoßerregung mit sehr fester Kopplung von H. Riegger.

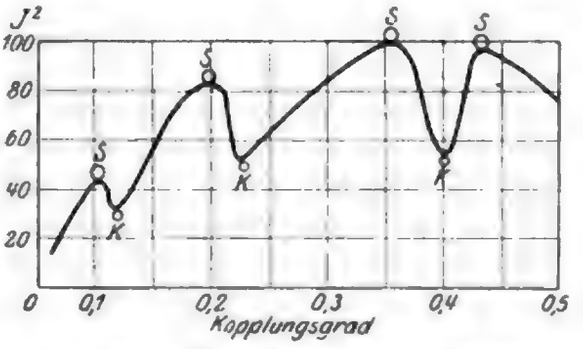


Abb. 236. Wiensche Schwebungsstoßsender nach Riegger bei verschiedenen Funkenlängen.

festgestellt werden, während die Kopplung in den weitesten Grenzen verändert wurde, bis zu den festesten Kopplungen herauf. Unter Verwendung einer Plattenfunkenstrecke von 0,095 mm Elektrodenabstand fand er eine Kurve gemäß Abb. 235. In den Punkten *s*, also bei denjenigen Werten, bei denen die maximalen Stromwerte vorhanden waren, wurde mit dem Wellenmesser eine einzige scharf ausgeprägte Resonanzkurve, also somit Stoßerregung festgestellt In den Punkten *k* hingegen, wenn also die Minima des Stromeffektes vorlagen, waren die gewöhnlichen zweiwelligen Funkenschwingungen vorhanden.

Für andere Funkenlängen wurden andere Kurven ermittelt, und zwar nahmen bei weiterer Verkleinerung der Funkenlänge die Abstände zwischen den Maximis und Minimis gemäß Abb. 236 zu, so daß alsdann die anzuwendenden Kopplungsgrade, um Stoßerregung zu erhalten, nicht mehr ganz so kritisch sind.

Hieraus ist also ersichtlich, daß bei der benutzten Anordnung, und insbesondere der Löschfunkenstrecke verschiedene Kopplungsgrade vorhanden waren, bei denen eine reine Löschwirkung und somit auch eine reine Stoßerregung eintrat.

ϑ) Wolframfunkenstrecke mit sehr kleinem Elektrodenabstand von H. Boas.

Durch Konstruktion besonderer Funkenstrecken, bestehend aus Materialien mit hohem Schmelzpunkt, bei denen die Ionenbildung zwischen den Elektroden erschwert ist, so daß sich kaum Metalldämpfe ausbilden können, insbesondere

durch Verwendung von besonders präpariertem Wolfram (Platiniridium scheint schlechter zu sein) als Elektrodenmaterial und sehr geringem Elektrodendurchmesser, da sonst der fast unmeßbar geringe Elektrodenabstand, welcher für das Aufhören des Funkens nach erfolgtem Stoß günstig ist, nicht betriebssicher sein könnte, hat H. Boas festgestellt, daß man nicht nur die Unregelmäßigkeiten der Kurven von Riegger völlig vermeiden, sondern daß man auch bei beliebiger Kopplung und Steigerung bis zu 50 % stets eine ideale Stoßerregung erzielen kann.

Ob mit dieser Boasschen Entladestrecke selbst bei Hintereinanderschaltung einer sehr großen Anzahl von Entladestrecken große Energiemengen umgeformt werden können, erscheint jedoch zweifelhaft.

d) Glimmlichtentladungen.

Schon beim Vieltonsystem war darauf hingewiesen worden, daß aller Wahrscheinlichkeit nach der Entladungsvorgang kein reiner Lichtbogen, sondern vielmehr eine Glimmstromentladung darstellt.

α) Glimmlichtentladungsanordnung von E. Gehrcke und Reichenheim.

Ganz sicher ist dies der Fall bei der Glimmlichtentladungsanordnung von Gehrcke und Reichenheim. Es wird hierbei eine Glimmlichtröhre a, etwa in der Form und Anordnung wie dieses Abb. 237 schematisch zeigt, benutzt und die Stromstärke so eingestellt, daß das negative Glimmlicht nur einen Teil der Kathode bedeckt. Auch der Gasdruck in der Glimmlichtröhre ist wesentlich und kann auf ein Optimum gebracht werden. Bei Einschaltung eines hinreichend großen Widerstandes in den aus Glimmlichtröhre und Kapazität bestehenden Kreis erhält man alsdann ungedämpfte Schwingungen.

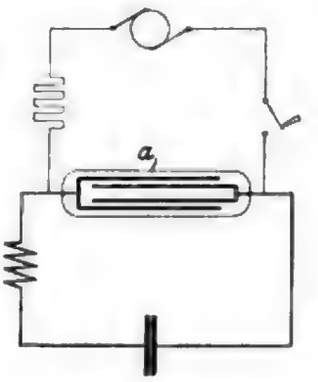


Abb. 237. Glimmlichtentladungsanordnung von E. Gehrcke und Reichenheim.

Eigentümlicherweise kann die Wellenlänge des so gebildeten Kreises nicht mehr nach der Thomson-Formel berechnet werden, sondern gehorcht vielmehr einem von Righi gefundenen Ausdruck:

$$T = C.w. \text{Konstante} + \text{Konstante}.$$

Es geht hieraus hervor, daß die Wellenlänge lediglich von Kapazität und Widerstand abhängig ist, und daß die Selbstinduktion aus dem Ausdruck für die Frequenz vollkommen herausfällt.

e) Röhrensender.

α) Allgemeines über Röhrensender.

Die Kathodenröhre zur Schwingungserzeugung zu verwenden, ist nicht erst neuerdings, sondern vielmehr schon verhältnismäßig frühzeitig (seit ca. 1906) geschehen. Indessen beabsichtigte man damals wohl einen ganz anderen Schwingungsvorgang hervorzurufen, als man ihn jetzt verwirklicht hat. Man wollte nämlich mit der Kathodenröhre ideale Stoßerregung in der Praxis ausführen und stieß dabei auf die schon oben (siehe S. 225) auseinandergesetzten Schwierigkeiten.

Ein vollkommen neuer Gesichtspunkt ist dadurch in die Entwicklung namentlich seitens amerikanischer, österreichischer und deutscher Forscher (L. de Forest [1912], S. Strauß [1912], A. Meißner [1913]) hineingekommen, daß sie von dem schon früher z. B. für Lichtbogensender bekannten Kunstgriff

(z. B. E. Ruhmer) Gebrauch machten, nicht die gesamte durch die Röhre in Hochfrequenz umgeformte Schwingungsenergie zu benutzen, sondern vielmehr nur einen Teil davon und den anderen Teil im aktiven Röhrenkreise zur weiteren Schwingungserzeugung weiter schwingen zu lassen. Im allgemeinen wird dies durch eine sogenannte „Rückkopplung" bewirkt, welche selbstinduktiv sein kann. Es ist dies jedoch nicht unumgänglich notwendig, und man kann das Zurückschwingen eines Teilbetrages der Energie, um Hochfrequenzschwingungen zu erzielen, auch auf andere Weise, z. B. mittels eines Widerstandes in Form einer „Reaktionsschaltung" ausführen, worauf weiter unten (siehe z. B. I, Abb. 546, S. 496) näher eingegangen wird. Stets ist jedoch bei den bisher gebräuchlichen Schaltungen für die Schwingungserzeugung mit der Röhre die „Rückwirkung" erforderlich.

Ein bemerkenswerter prinzipieller Unterschied der meisten Röhrensenderschaltungen gegenüber den bisher betrachteten Sendern ist der, daß man lediglich die Taste durch ein Telephon zu ersetzen braucht, um ohne weiteres in einfachster Weise mit der Anordnung zu empfangen. Vorteilhaft wird hierbei nur noch vor die mittlere Elektrode (Gitterelektrode) ein Kondensator mit parallel geschaltetem Ohmschen Widerstand gelegt, um die Gleichrichterwirkung der Röhre zu verbessern; es genügt ferner, mit einem Teilbetrag der Sender-Anodenspannung für Empfangszwecke auszukommen.

β) Physikalische Eigenschaften der Röhren und zur Zeit wichtigste prinzipielle Ausführungsformen.

Charakteristische Unterschiede der einzelnen Röhrenarten. Bei äußerlich gleichem Aussehen können Röhren benutzt werden als Gleichrichterröhren (Audion), als Relaisröhren (Verstärker), als Senderöhren und als Röhren für Schwebungsempfang.

Senderöhren sind für alle diese Zwecke verwendbar, wenn auch z. B. für Audionempfang meist weniger vorteilhaft. Hingegen sind Gleichrichterröhren nicht ohne weiters für die anderen Zwecke anwendbar. So z. B. kann man mit einer Verstärkerröhre, welche an sich gut verstärkt, nicht immer mit kleiner Welle senden (Dämpfungsverhältnisse), da der Wirkungsgrad der Röhre dabei kritisch ist und die Röhre selbstverständlich mindestens so viel Energie erzeugen muß, daß die Schwingungen dabei unterhalten werden.

Röhren für Schwebungsempfang müssen an sich Schwingungen erzeugen können. Trotzdem sind nicht alle für Schwebungsempfang geeigneten als Senderöhren zu gebrauchen, da die Energie für Schwebungsempfang außerordentlich viel kleiner sein kann als diejenige, welche durch Senderöhren erzeugt werden muß und da auch gute Röhren für Schwebungsempfang die Eigenschaft haben können, daß sie auch bei Erhöhung der Anodenspannung keine wesentlich größere Energie erzeugen als für Überlagerung nötig ist.

Verstärkerröhren brauchen überhaupt nicht zur Schwingungserzeugung geeignet zu sein, trotzdem sie für Verstärkung gut brauchbar sind, weil zur Schwingungserzeugung der Wirkungsgrad immer so hoch sein muß, daß die Verluste der Schwingungen gedeckt werden, was mit der Verstärkung an sich nichts zu tun hat.

Allen zur Zeit benutzten Röhren gemeinsam ist das Vorhandensein eines hohen Vakuums ($< 0{,}00001$ m/m Hg), mit Ausnahme derjenigen Röhren, welche Gleichrichterwirkung besitzen sollen (Audions).

Der Kenetron. Die einfachste Kathodenröhre zur Erzeugung eines Thermionenstromes (Elektronenstromes) erhält man mittels einer auf hohes Vakuum ausgepumpten Glasbirne b, welche eine glühende Kathode c und eine kalte Anode a enthält (siehe Abb. 238).

Sobald die Kathode geheizt wird, umgibt sie sich, da sie ein glühendes Metall darstellt, mit einer Elektronenwolke, der sog. „Raumladung", welche von der Heiztemperatur direkt abhängig ist.

Durch die Heizung der Kathode werden in den Metallmolekülen derselben die bei ungeheiztem Zustande fest mit ihnen verbundenen Elektronen gelockert, so daß es nur einer realtiv geringen Beeinflussung bedarf, um aus der Kathode die Elektronenemission einzuleiten. In unmittelbarer Nachbarschaft der glühenden Kathode ist die Elektronendichte am größten.

Die von der erhitzten Kathode ausgehende Emission sind sogenannte „weiche Kathodenstrahlen"; mit anderen Worten, es geht von der Kathode ein Thermionenstrom aus. Solange die Kathode nur bis zur Rotglut erwärmt ist, erhält man, insbesondere bei geringem Vakuum, was jedoch, wie gesagt, nur für Detektorröhren, eventuell auch für Verstärkerzwecken dienende Röhren, keineswegs jedoch für Senderröhren inbetracht kommen kann, eine mehr oder weniger scharf abgegrenzte Lichtstrahlung, das sogenannte „blaue Glühlicht". Sobald Weißglut eintritt, was vorteilhaft und notwendig ist, um möglichst viele Thermionen zu erzeugen, verschwindet die scharfe Abgrenzung, und die von der Kathode ausgehenden weißen Strahlen sind vorherrschend diffus.

Diese von der glühenden Kathode ausgesandten Strahlen unterscheiden sich von gewöhnlichen Kathodenstrahlen dadurch, daß sie eine geringere Geschwindigkeit als diese besitzen (die Geschwindigkeit der Kathodenstrahlen beträgt 30 000—100 000 km pro Sekunde), was schon daraus hervorgeht, daß sie bereits bei sehr geringen Potentialdifferenzen zwischen den Elektroden auftreten. Hingegen ist das Verhältnis $\frac{\text{Ladung}}{\text{Masse}}\left(\frac{e}{m}\right)$ ungefähr dasselbe wie bei Kathodenstrahlen.

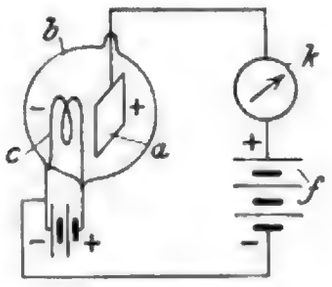


Abb. 238.
Kenetronschaltung.

Man (J. Langmuir, A. Hund, 1915) nennt diese Röhre mit hohem Vakuum „Kenetron" (kenos = leer, tron = Anwendung = Instrument).

Wenn man die Kathode *c* mittels der Batterie *f* in bezug auf die „kalte" Anode negativ macht, fließt ein Thermionenstrom von der Kathode zur Anode, was ohne weiteres mittels eines Milliamperemeters *k* oder Telephons nachgewiesen werden kann. Legt man die negative Batteriespannung an die Anode, so fließt hingegen kein Strom von der Kathode zur Anode (A. Edison, J. A. Fleming, J. J. Thomson, A. Wehnelt, J. Langmuir).

Die glühende Kathode *c* erzeugt nun um so mehr Elektronen, d. h. also, die Raumladung ist um so größer, je höher ihre Glühtemperatur gewählt ist. Allgemein gilt (Richardson, 1903) für den Thermionenstrom i (Elektronenemission):

$$i = a\sqrt{T} \cdot e^{-\frac{b}{T}},$$

hierin sind a und b Materialkonstanten, und zwar:

$a = 23{,}6 \cdot 10^9$ } für Tungstendrahtelektroden (ca. $^1/_{10}$ mm ∅) und i in
$b = 52{,}5 \cdot 10^3$ } Milliampere/cm² bei nahezu absolutem Vakuum;
T = absolute Temperatur;
e = Basis der nat. Logarithmen = 2,7182818284590 . . . . .

Die Gasschicht an der Oberfläche der Kathode scheint für den Effekt des Thermionenstromes unwesentlich zu sein. Obwohl also die Größe des Thermionenstromes bei einer bestimmten oberen Temperatur der Kathode eine Grenze hat, da alsdann das elektrostatische Feld, das von der die Elektronen

Digitized by Google

ausstrahlenden Kathode gerade diesen Elektronen, also dem Thermionenstrom entgegenwirkt, kann der Thermionenstrom nur noch dadurch vergrößert werden, daß man die Spannung der Batterie *f*, also das der Anode aufgedrückte Potential, steigert.

In Abhängigkeit von der Anodenspannung ergibt sich für den Anodenstrom folgendes (s. Abb. 241): Wählt man die Anodenspannung stark negativ, dann stößt die Anode die von der Kathode emittierten Elektronen zurück. Der Anodenstrom ist alsdann Null. Sobald jedoch die Anodenspannung nur noch etwa 1—2 Volt beträgt, findet bereits eine Aufnahme der Elektronen durch die Anode statt, d. h. es kann sich schon ein merklicher Anodenstrom ausbilden, der mit „Anlaufstrom" bezeichnet wird, da er nur so als entstanden zu denken ist, daß die Elektronen gegen die Bremsspannung, „anlaufen" infolge genügend großer Anfangsgeschwindigkeit.

Wird nunmehr die Anodenspannung positiv und wächst sie, so verlassen immer mehr Elektronen die Raumladungsmenge, welche um den Glühfaden herum gruppiert ist und wandern zur Anode hin, d. h. also, daß der Anodenstrom wächst, bis endlich, nach Erreichung der Sättigungsspannung alle Elektronen sofort nach ihrer Erzeugung aus der Raumladung zur Anode hinwandern. Steigert man alsdann die Anodenspannung noch mehr, so hat dieses auf den Anodenstrom keinen Einfluß mehr, da keine Elektronen mehr vorhanden sind, die nach der Anode hin emittiert werden könnten.

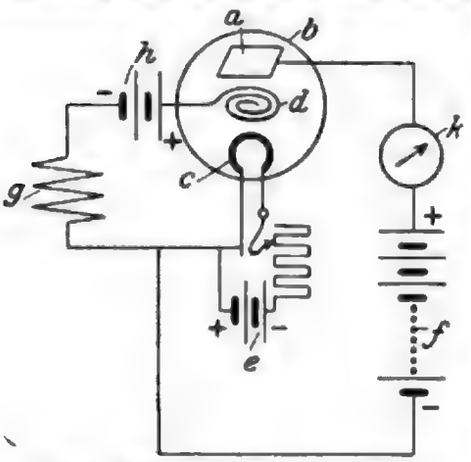


Abb. 239. Pleiotronschaltung.

Der Pleiotron (Röhre mit Gitterelektrode). Physikalisches Verhalten der Röhre mit Gitterelektrode. Beschaffenheit der Röhre selbst. (Raumladung.) Es sei nunmehr die Ausführung der Röhre mit Elektronenemission, entsprechend Abb. 239, also mit „Gitterelektrode" (auch wegen ihrer Steuerung des Schwingungsvorganges bzw. Anodenstromes in der Röhre, „Steuerelektrode" oder auch „Zwischenelektrode", „Rostelektrode" genannt) angenommen (L. de Forest, 1906). Wieder in einer bis auf möglichst geringe Reste luftleer ausgepumpten Glasbirne *b* (J. Langumir, 1913) sind die Kathode *c*, welche mittels der Batterie *e* weißglühend erhalten wird, die kalte Anode *a* und die gleichfalls nicht geheizte Zwischenelektrode *d* eingeschmolzen. Die Kathode besteht, ähnlich wie beim Kenetron, aus einem Metallfaden (z. B. Wolframdraht), die Anode ist beispielsweise massives Blech (Platin, Nickel), die Zwischenelektrode ist netzförmig, spiralig oder gitterartig gestaltet.

e ist die Heizbatterie der Kathode (z. B. ca. 3 Ampere bei 6 oder 12 Volt Spannung, welche, wie gezeichnet, geschaltet wird. *f* ist eine Batterie höherer Spannung (ca. 400 Volt oder besser noch mehr für Sendezwecke, ca. 100 Volt, ev. auch nur 50 oder 30 Volt für Empfang) zur Erzeugung eines Hilfsfeldes, nämlich des Anodenfeldes, welches bei der gewählten Schaltung der Batterie dazu dient, den von *c* nach *a* gehenden Elektronenstrom nach *a* hinzurichten bzw. zu verstärken, was z. B. mittels eines Milliamperemeters *k* oder Telephons nachgewiesen werden kann.

Die sekundliche Elektronenemission steigt mit zunehmender Heizstromstärke; umgekehrt wird naturgemäß die Lebensdauer des Fadens (Kathode) und damit der Röhre um so ungünstiger beeinflußt, je höher die Heizstromstärke ist. Die aus der Kathode austretenden Elektronen erzeugen ein Feld, welches

infolge seiner der Elektronenrichtung entgegengesetzten Richtung die Elektronenemission verlangsamt. Die negative Ladung der Elektronen, die sog. „Raumentladung" wirkt ferner auf die Emission weiterer Elektronen verzögernd. Trotzdem gelangen einige Elektronen, deren Geschwindigkeit noch ausreicht, auf die Anode und geben an diese ihre negative Ladung ab. Wenn man also die Anode mit der Kathode durch einen Leitungsdraht verbindet, so fließt in diesem ein Strom mit der Richtung nach der Anode hin, und zwar ist dieses ein Gleichstrom mit ihm überlagerten Wechselströmen. Diesen Strom kann man nun außerordentlich verstärken, wenn man in den Leitungsdraht eine Batterie einschaltet, deren positiver Pol mit der Anode verbunden ist. Hierdurch wird in der Röhre ein elektrisches Feld erzeugt, dessen Richtung derjenigen der Raumladung entgegengesetzt ist. Der bei einer bestimmten Heizstromstärke erzielbare Elektronenstrom wird manchmal als „Sättigungsstrom" bezeichnet. Dieser ist selbstverständlich innerhalb gewisser Grenzen um so größer, je größer der Heizstrom ist. Der Abhängigkeitscharakter geht aus Abb. 240 hervor.

In welcher Weise die Anodenspannung den Anodenstrom beeinflußt, zeigt Abb. 241 dem Charakter nach, wobei die Heizstromstärke konstant gehalten ist.

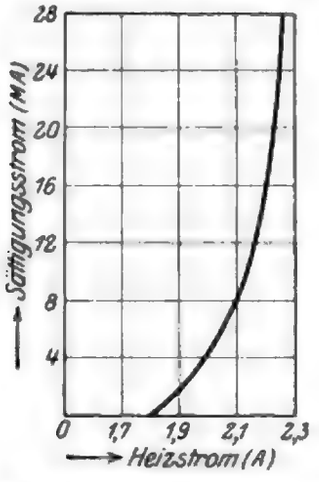


Abb. 240. Sättigungsstrom.

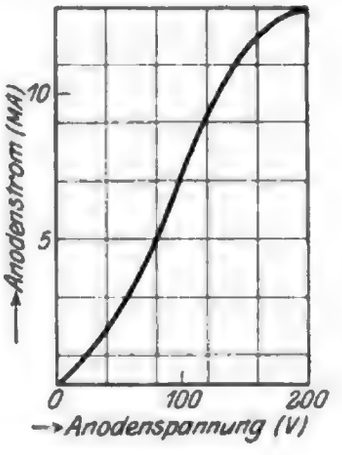


Abb. 241. Abhängigkeit der Anodenspannung vom Anodenstrom.

Für die Anwendung einer Senderöhre, insbesondere wenn dieselbe in einem Sender mit stufenweise oder kontinuierlich veränderlicher Wellenvariation benutzt werden soll, ist sowohl für die Anode als auch für die Zwischenelektrode die jeweilig aufzudrückende Spannung nicht beliebig, sondern entspricht vielmehr den durch die Röhre und deren Schaltung gegebenen Bedingungen. Man wird also gut tun, bevor man an die eigentliche Dimensionierung des Senders herangeht, die Anodenstrom- und Gitterstromcharakteristik aufzunehmen, sowie sich über die unter den verschiedenen Bedingungen in der Röhre stattfindenden Verluste Klarheit zu verschaffen. Durch Regulierung der Anodenkopplung und Zwischenelektrodenkopplung (Gitterkopplung) ist das Optimum von Fall zu Fall experimentell festzustellen.

Wirkung einer an die Zwischenelektrode gelegten EMK. Die durch die Heizung in der Kathode bereits sehr gelockerten Elektronen würden durch das an die Anode mit positivem Pol gelegte Gleichstromfeld mit großer Geschwindigkeit zur Anode hingetrieben werden, sofern nicht die Steuerelektrode (Gitter), welche z. B. mit dem negativen Pol einer Gleichstrombatterie verbunden sein kann, den Elektronenstrom zurückhalten würde. Es ist also der Zustand vorhanden, daß zwar ein gewisser Elektronenstrom, der aber zu-

nächst nicht sehr erheblich sein wird, von der Kathode nach der Anode hin vor sich geht, daß aber die Anordnung so abgeglichen ist, daß dieser Strom nicht allzu wesentlich ist. Sobald man nun einerseits an das Gitter *d*, andererseits an die Glühkathode *c*, z. B. mittels einer Kapazität eine Wechselspannung anlegt, also z. B. durch ankommende Morsezeichen eine EMK. erzeugt, wird der Gleichgewichtszustand gestört, und es wird der nach *a* gehende Thermionenstrom (Elektronenstrom), je nachdem, ob die Richtung der Wechselspannung dieselbe ist wie die des Thermionenstromes, verstärkt oder geschwächt, die Zwischenelektrode wird also während des einen Halbwechsels positiv, während des anderen negativ aufgeladen, wodurch eine Beschleunigung, bzw. Verzögerung der Elektronen eintritt. Im übrigen wird selbstverständlich durch das Gitter, sofern an dasselbe keine Spannung gelegt ist, der von der Kathode ausgehende Thermionenstrom etwas geschwächt, da die von der Kathode ausgehenden Elektronen auf das Gitter „aufprallen" und dasselbe hierbei negativ aufladen. Indessen ist diese Schwächung an und für sich nicht wesentlich, und sie wird praktisch dadurch vollkommen gegenstandslos, daß stets an das Gitter eine Gleich- oder Wechselspannung angelegt wird, wodurch eine im allgemeinen sehr wesentliche Variation des Thermionenstromes bewirkt wird. Bei richtiger Dimensionierung wird etwa die zehnfache Amplitude des auf die Gitterelektrode einwirkenden Impulses bewirkt.

Durch Anlegen einer regelbaren Spannung kann im übrigen unter anderem die Durchlässigkeit („Durchgreifen") des Gitters, welches stets negativ in bezug auf das Potential des Feldes ist, variiert werden.

Infolgedessen wird die Raumladung in intensivster Weise durch das Gitter beeinflußt, also gesteuert. Durch die Löcher des Gitters greift das Anodenfeld hindurch (eben der „Durchgriff", oder das „Durchgreifen"), und es wird also der Anodenstrom durch das Gitterfeld gesteuert. Ändert sich das Gitterpotential, so erfährt der Anodenstrom eine Änderung. Die Abhängigkeit beider voneinander wird „Charakteristik" (s. unten) genannt. Innerhalb des geradlinigen Teils derselben entsteht im Anodenstrom ein Wellenstrom, wenn das Gitter von einer Wechselspannung beeinflußt wird.

Die vom Gitter absorbierten Elektronen rufen einen, wenn auch nur geringen Gitterstrom hervor. Um diesen vollkommen zu eliminieren und das Wechselpotential auf den günstigsten Bereich der Charakteristik zu bringen, kann man an das Gitter eine kleine negative Spannung anlegen. Im übrigen ist die zur Steuerung durch das Gitter aufzuwendende Energie sehr gering, und es ist dieses zusammen mit dem ohne Verzerrung und Verzögerung wirkenden Arbeitscharakter dasjenige, was die Röhre auch für die Verstärkung allerkleinster Energien (z. B. 10^{-10} Watt und darunter) so geeignet macht. Der innere Röhrenwiderstand im Gitter- bzw. Anodenkreis beträgt bei kleinen Röhren einige Megohm, bei großen Röhren einige 1000 Ohm.

Um diese Größe der Spannung günstigst einregulieren zu können, um also insbesondere die negative Aufladung des Gitters aufzuheben, wird z. B. eine regelbare Hilfsspannungsquelle *h* in die Leitung zwischen Gitterelektrode *d* und Kathode *c* eingeschaltet, welche ein entsprechendes positives Hilfspotential schafft und somit einen größeren Thermionenstrom hervorruft. Man ist alsdann stets in der Lage, die Spannung so zu regulieren, daß man im günstigsten Bereich der Kurve von Abb. 241 arbeitet.

Zusammenfassend gilt also folgendes: Wenn man die Anodenspannung so wählt, daß der Anodenstrom noch nicht gesättigt ist, so wird bei negativer Gitterspannung ein Teil der Elektronen die Raumladungsmenge nicht verlassen können, sondern zur Kathode zurückgedrückt. Der Anodenstrom vermindert sich also. Wird jedoch die Gitterspannung positiv und nimmt sie steigende Werte

an, so werden verhältnismäßig mehr Elektronen, als der Anodenspannung allein entsprechen würden, aus der Raumladungsmenge zur Anode hingetrieben. Eine geringfügige Variation der Gitterspannung ruft also eine erhebliche Änderung des Anodenstromes hervor.

Man bezeichnet das Verhältnis $\frac{\text{Änderung des Anodenstromes } J_F}{\text{Änderung der Gitterspannung } V_G}$ als Steilheit = S (siehe auch S. 245), und das Verhältnis $\frac{\text{Anodeneinfluß } V_F}{\text{Gittereinfluß } V_G}$ als Durchgriff (Durchgreifen) = D, wie es die Wirkung darstellt, mit der durch die Löcher der Gitterelektrode die Anodenspannung V_F hindurchgreift. Es ergibt sich somit die Grundformel der Röhre:

$$J_F = \frac{c \cdot V_F}{w_i} + S \cdot V_G.$$

Hierin ist also:

J_F = Anodenstrom
J_G = Gitterstrom
V_F = Anodenspannung
V_G = Gitterspannung
c = eine Konstante
w_i = innerer Widerstand der Röhre

und $$w_i = \frac{D}{S} = \frac{\text{Anodenspannungsbereich}}{\text{Gitterspannungsbereich}}$$

„Güte" der Röhre $= \frac{S}{D}$.

Prinzipielle Möglichkeit der Erzeugung von Schwingungen durch die Röhre. Phase der Rückkopplungsschwingungen. Wesentlich für die Wirkung und Anwendungsweise der Röhre ist es nun, daß es einer besonderen Batterie *h* nicht bedarf, um die Röhre als Generator für hochfrequente Schwingungen zu benutzen. Als Beispiel sei die Schaltung von Abb. 242 zugrundegelegt.

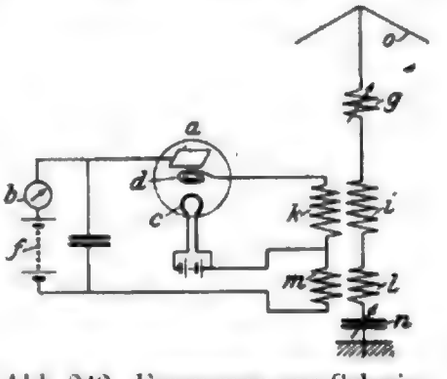


Abb. 242. Erzeugung von Schwingungen durch die Röhre.

Hierin ist der Deutlichkeit halber sowohl eine Gitterkopplung *i k*, als auch getrennt von dieser eine induktive Anodenkopplungsanordnung *l m* dargestellt.

Es genügt nun, daß durch irgend einen elektrischen Impuls, z. B. durch einen Stromstoß seitens der Batterie *f* oder durch eine auf die Selbstinduktion *g* übertragene elektrische Schwingung, welche auf die Gitterelektrode einwirkt, über den Anodenstrom eine Schwingung oder ein Stromstoß überlagert wird, wodurch der Kreis zu Eigenschwingungen angestoßen wird. Der Kreis *a b f m c* verstärkt alsdann infolge seiner Verstärkungswirkung die Amplituden der betreffenden Schwingungen, welche ihrerseits z. B. durch die Rückkopplungsspulenanordnung des Gitterstromkreises *i k* auf den eigentlichen Schwingungskreis *o g i l n* einwirken und die in diesem Kreise vorhandenen Schwingungen verstärken. Diese verstärkten Schwingungen wirken nun aber wieder auf den Anodenstrom in der Röhre zurück und vergrößern denselben, so daß sich durch diesen Vorgang die Amplituden des Röhrenstromes und somit auch des von der Röhre abzugebenden Stromes hochpendeln, bis schließlich ein gewisser

Maximalzustand, welcher konstant bleibt, erzielt ist. Es wird also erreicht, daß man aus ursprünglich gedämpften Eigenschwingungen des Kreises durch die Verstärkungswirkung des Gitterkreises ungedämpfte Schwingungen vergrößerter Amplitude erhält, was praktisch spontan geschieht. Die Größe der alsdann vorhandenen Amplituden des erzielten Stromes hängt lediglich von der Spannung der Batterie *f* ab. Man kann sich diese Hochschaukelung der Energie ähnlich wie die Stromerzeugung einer Gleichstrommaschine vorstellen. Der im Felde der Maschine vorhandene Magnetismus ist dem Stromstoß in der Röhre äquivalent, wobei durch den ersteren die EMK. der Maschine, durch letzteren die Hochfrequenzenergie ausgelöst wird im Schwingungssystem. Sowie sich in der Maschine bei der Rotation die Energie hochschaukelt, tritt ein entsprechender ähnlicher Hochschaukelungsvorgang in der Röhre ein.

Man hat es also mit einer irgendwie erzeugten Wechselspannung zwischen Gitter- und Glühkathode und einer zweiten durch irgend einen Rückwirkungsvorgang (z. B. selbstinduktive Rückkopplung, A. Meißner, 1913) durch die erstere hervorgerufenen Wechselspannung, welche eine Verstärkung der erzeugten Amplituden im Anodenkreis bewirkt, zu tun. Es ist hieraus ersichtlich, daß es nicht gleichgiltig sein kann (W. Brandt, 1918), ob die beiden Wechselspannungen in Phase miteinander arbeiten oder gegeneinander eine Phasenverschiebung besitzen. Wenn beide Schwingungen in Phase sind, wird die Amplitude der von dem System erzeugten resultierenden Schwingung am größten sein; je größer die Phasenverschiebung ist, um so geringer wird die Amplitude der erzeugten Anodenkreisschwingungen sein. Bei 180° Phasenverschiebung wird das Minimum erreicht sein, also die Röhre eventuell überhaupt nicht schwingen.

Für die Phasenverhältnisse kommen folgende Größen inbetracht:

das Vakuum und die hierdurch bewirkte Trägheitswirkung im Innern der Röhre, wobei der Heizstrom eine Rolle spielen kann,

die Art der Rückwirkungseinrichtung (Rückkopplungsanordnung), die Verhältnisse im Gitterkreis selbst, welcher einen durch den Ionisierungszustand beeinflußten, aus Kapazität, Selbstinduktion und Widerstand bestehenden Schwingungskreis darstellt, also insbesondere auch die Gitterspannung.

Röhrencharakteristik. Anodenstromcharakteristik. Anodenstromkurve als Funktion der Gitterspannung. Man ersieht die vorstehend besprochene Verstärkung, bzw. Schwächung des Anodengleichstroms, welche übrigens auch zu einer völligen Unterbrechung bei genügend starker Beeinflussung führen kann, aus dem für jede Röhre charakteristischen Diagramm, daher „Charakteristik" genannt, entsprechend Abb. 243 (siehe auch Abb. 241, S. 239), in welcher als Abszissen die jeweilige Spannung der Gitterelektrode *d* gegen die Kathode *c* (Gitterspannung) in Volt, als Ordinaten der Strom zwischen Anode *a* und Kathode *c* (Anodenstrom) bei Konstanthaltung einer jeweilig gewählten Anodenspannung (z. B. 400 Volt) in Milliampere aufgetragen sind. Im Bereiche zwischen *m* und *n* ist die Kurve sehr steil, dient also in der Hauptsache für das Arbeiten mit der Röhre, da hier jedem Spannungswert ein genau definierter Stromwert entspricht. Für eine andere an die Anode gelegte Spannung ist selbstverständlich die Charakteristik eine andere als in Abb. 243 gezeichnet. In Abb. 244 ist eine Schar von Anodenstromcharakteristiken in Abhängigkeit von der Gitterspannung für verschiedene Anodenspannungen, und zwar solche zwischen 400 Volt und 20 Volt wiedergegeben (s. a. z. B. II. Abb. 833, S. 54; Abb. 1063, S. 214; Abb. 1066, S. 217).

Es sei hierbei bemerkt, daß die Röhrencharakteristik z. B. gemäß Kurve *s* in Abb. 243 eingezeichnet verlaufen könnte. Eine Röhre mit einer derartigen Charakteristik wäre für den Senderbetrieb ungeeignet.

Digitized by Google

Für den Teil *n m* der Charakteristik schwankt die Gitterspannung um die Nullpunktlage nur um sehr geringe Beträge, und zwar nur wenige Volt, wobei zwischen den Variationen der Gitterspannung und des Anodenstromes volle Proportionalität herrscht. Wenn die Gitterspannung sinusförmigen Verlauf besitzt

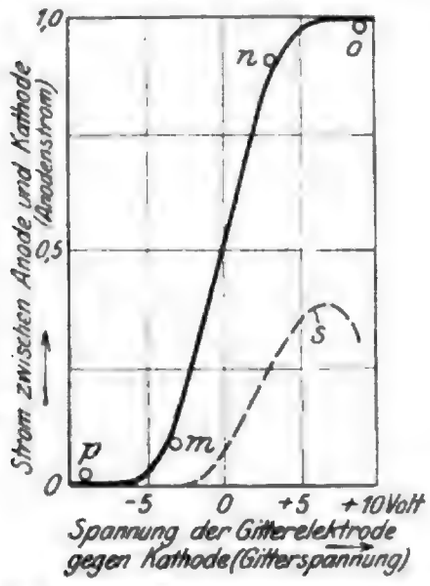


Abb. 243. Anodenstromcharakteristik.

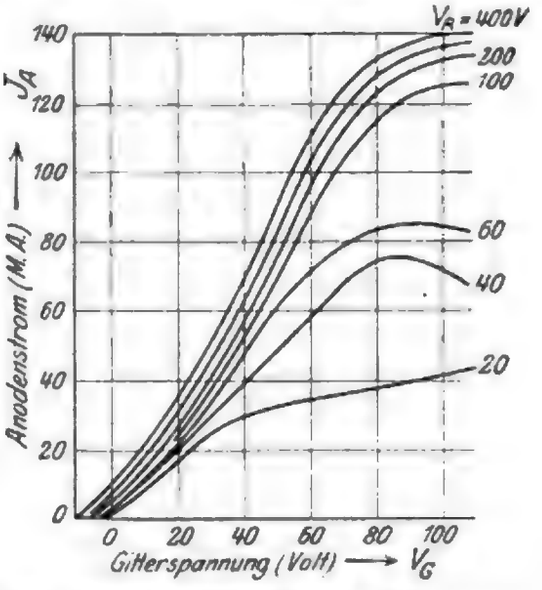


Abb. 244. Schar von Anodenstromcharakteristiken in Abhängigkeit von der Gitterspannung.

(siehe Kurve Abb. *a*, Abb. 245), so tritt im Anodenkreise ebenfalls sinusförmiger Stromverlauf ein (A. Meißner), da der Anodenstrom die Kurvenform besitzt, welche der der Gitterelektrode aufgedrückten Spannung entspricht. Nutzt man jedoch den größeren Kurvenbereich zwischen den Punkten *p* und *o* aus, so nimmt bei sinusförmigem Spannungsverlauf der Anodenstrom die Gestalt

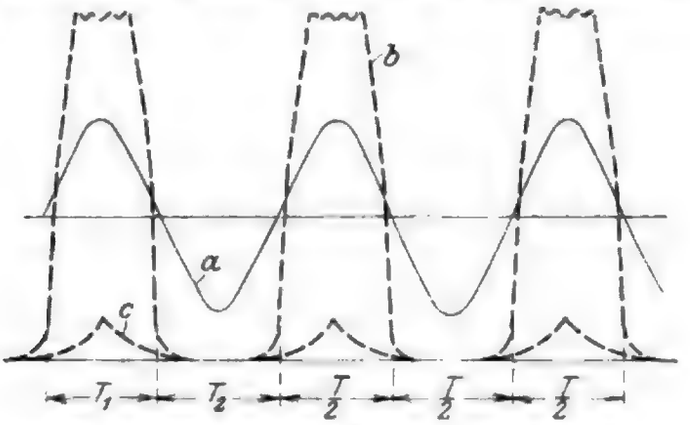


Abb. 245. Gitterspannung, sinusförmiger Verlauf. Anodenkreise, sinusförmiger Stromverlauf.

von Kurve *b* an. Der Anodenstrom fließt während der Zeiten T_1, während welcher die Anodenfeldstromquelle auch nur Energie liefert, wohingegen während der Zeiten T_2 kein Anodenstrom fließt, also die Stromquelle auch keine Energie hergibt. Es ist dieses der Anodenstromverlauf, der im allgemeinen wenigstens bei selbstinduktiv rückgekoppelten Sendern auftritt.

Die Amplitude der Anodenstromkurve soll, um große Leistung des Senders zu erhalten, möglichst groß sein. Hingegen soll die Amplitude der ebenfalls in Abb. 245 eingezeichneten Gitterstromkurve tunlichst gering sein. Eine große Amplitude deutet hier unter anderm auf ein schlechtes Vakuum in der Röhre hin.

Beziehungen zwischen Anodenspannung, Röhrenspannung und Spannung an der Selbstinduktion des Schwingungssystems. Wie sich unschwer zeigen läßt (A. Meißner, 1919), kann man unter Zugrundelegung eines sinusförmigen Strom- und Spannungsverlaufes, also unter Vernachlässigung von Oberschwingungen, für

die Anodenspannung $= V_F$
die Spannung an der Selbstinduktion des Schwingungskreises $= V_L$
die Gesamtspannung an der Röhre $= V_R$
die Spannung zwischen Gitter und Kathode $= V_G$

die nachbezeichneten Beziehungen ableiten:

$V_F = V_R + V_L$, wobei $V_L = 2\pi n L \cdot J$; J ist hierin der Strom im Schwingungssystem,

also $V_R = V_F - V_L$.

Wenn man unter Zugrundelegung mittlerer Verhältnisse die sich ergebenden Kurven für einen Halbwechsel $= \frac{T}{2}$ aufzeichnet, erhält man ein Bild gemäß Abb. 246, welche für eine ganz bestimmte Anodenkopplung gilt. Da nun die

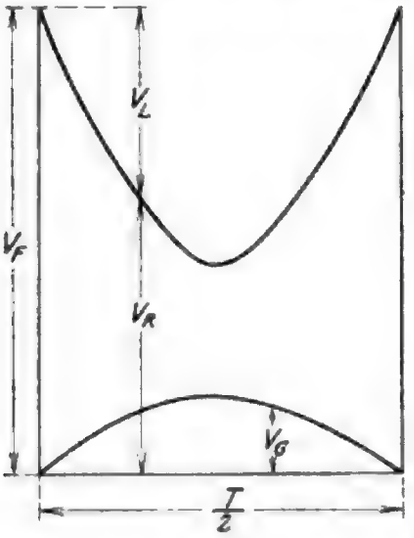


Abb. 246. V_F, V_L, V_R und V_G in $\frac{T}{2}$.

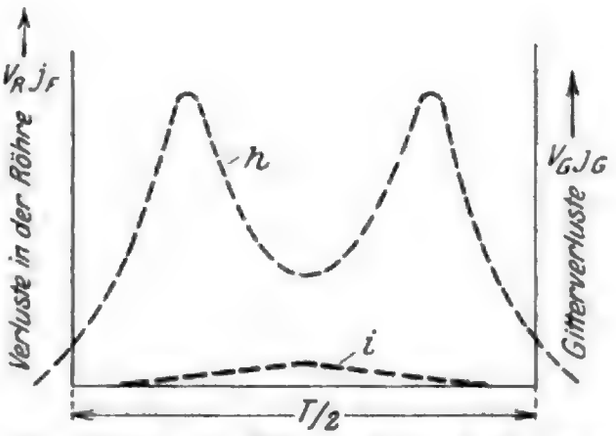


Abb. 247. In der Röhre auftretende Verluste.

Gitterspule induktiv mit der Schwingungskreisspule gekoppelt ist und infolgedessen auch mit dem in diesem fließenden Storm J. so ergibt sich auch für die in dieser vorhandenen Spannung V_G ein sinusförmiger Verlauf, wie er in Abb. 246 gleichfalls angedeutet ist.

Die jeweiligen Momentanwerte des Anodenstromes J_F, welche zu denen der jeweiligen Gitterspannung V_G gehören, kann man bei verschiedener, für jeden Bereich konstantgehaltener Anodenspannung V_F bzw. V_R entnehmen. Man kann also eine Schar von Charakteristiken aufzeichnen, von denen jede einer bestimmten Anodenspannung V_F, bzw. an der Röhre befindlichen Spannung V_R entspricht. Der Anodenstrom besitzt bei allen für die Praxis inbetracht kommenden, selbstinduktiv rückgekoppelten Sendern, welche auf günstigsten Kopplungsgrad eingestellt sind, wie schon in Abb. 245 dargestellt ist, trapezförmige Gestalt, welche sich in ihre Oberschwingungen zerlegen läßt. Übrigens stellt diese Kurve auch gleichzeitig den Verlauf der aufgewendeten Leistung dar.

Größenanordnung der in der Röhre auftretenden Verluste. Die in der Röhre auftretenden Verluste kann man einteilen in Verluste, hervorgerufen durch Erhitzung der Anode beim Aufprall der Elektronen, welche in

Digitized by Google

jedem Zeitmoment andere sind und gegeben sind durch das Produkt $= V_R \cdot J_F$. Dieselben sind durch Kurve *h* in Abb. 247 für eine ganz bestimmte Anodenkopplung wiedergegeben.

Außerdem sind noch Verluste im Gitterkreis vorhanden, welche allerdings gegenüber ersteren kaum inbetracht kommen. Der Gitterstrom J_G ist in Abb. 247 durch Kurve *c* dargestellt. Die Gitterstromverluste $= V_G \cdot J_G$ in zur Kurve *h* entsprechendem Maßstabe sind in Abb. 245 durch die Kurve *i* für die Halbperiode gezeichnet.

Gitterstromcharakteristik. Man kann im übrigen, genau so wie man die Abhängigkeitscharakteristik des Anodenstromes von der Gitterspannung gemäß Abb. 243 aufgezeichnet hat, die Abhängigkeitscharakteristik des Gitterstromes von der Gitterspannung aufzeichnen, wie dies beispielsweise in Abb. 248 für eine bestimmte Anodenspannung zum Ausdruck gebracht ist. Auch hier würde man, wenn man eine Anzahl von verschiedenen Anodenspannungen annimmt, eine entsprechende Schar von Gitterstromcharakteristiken erhalten. Eine Berücksichtigung des Gitterstromes bei Betrachtung der betreffenden Charakteristiken ist im allgemeinen nur bei Röhren für größere Senderleistung notwendig.

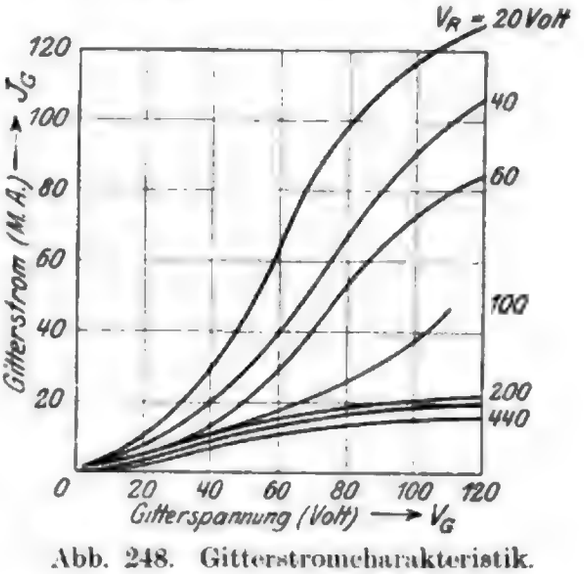


Abb. 248. Gitterstromcharakteristik.

Steilheit und Durchgreifen (Durchgriff). (Siehe auch II. S. 46.)

In der Grundformel der Röhre

$$J_F = \frac{c}{w_i} V_F + S \cdot V_G$$

ist Steilheit S und Durchgriff D enthalten in dem Ausdruck:

$$S \cdot w_i = D.$$

Die Dimensionierung der Röhre allein bestimmt Durchgriff und Steilheit. Durch besonders sorgfältige Fabrikation gelingt es, Röhren gleicher Type mit praktisch übereinstimmenden Charakteristiken herzustellen.

Für den Vergleich von Röhren verschiedener Typen genügt es meist, den Durchgriff und die Steilheit aufzunehmen.

Die Steilheit einer Röhre wird gewonnen durch Aufnahme der Anodenstromcharakteristik. Die an die Kurve gelegte Tangente (Ampere pro Volt) ist die Steilheit. Bei Verstärkerröhren ist die Steilheit im Arbeitsgebiet, d. h. bei -1 Volt Gitterspannung anzugeben. Bei Senderöhren gibt man häufig die Maximalsteilheit an.

Der Durchgriff D ist das Verhältnis:

$$D = \left(\frac{d V_G}{d V_F}\right) \cdot j_F.$$

Hierin ist:

V_G = die Gitterspannung
V_F = die Anodenspannung
J_F = der Anodenstrom.

Man bestimmt den Durchgriff dadurch, daß man die Anodenspannung auf 400, 300, 200, 100 Volt einreguliert und die Gitterspannung so verändert, daß man denselben Anodenstrom erhält, welcher im linearen Teil der Charakteristik liegt. Die Differenzen der eingestellten Gitterspannungen ergeben als-

Digitized by Google

Fig. 46. Stehende Wellen auf einem Draht.

Fig. 47. Stehende Wellen auf einem Draht.

Fig. 48. Stehende Wellen auf einem Draht.

Fig. 49. Stehende Wellen auf einem Draht.

Fig. 50. Stehende Wellen auf einem Draht.

Fig.

die Anodenkopplung gewählt ist. Obwohl hierdurch zwar eine Verbesserung des Wirkungsgrades erzielt wird, ist zu bemerken, daß die Oberschwingungen offenbar so zunehmen, so daß Sender mit derartiger fester Anodenkopplung für den praktischen Betrieb wohl nicht inbetracht kommen dürften.

Wählt man die Anodenkopplung ganz lose, so daß man also einen trapezförmigen Verlauf, etwa Kurve *m* entsprechend erhält, so sind Oberschwingungen zwar nicht nachweisbar, hingegen sind infolge der großen Stromstärke und der gleichzeitig vorhandenen erheblichen Spannungen an der Röhre die Verluste in derselben sehr große. Man erhält hierfür einen Verlauf, entsprechend Kurve *h*, Abb. 249. Die an den Nutzkreis abgegebene Leistung $V_L \cdot J_F$ ist dabei relativ gering, sie ist durch Kurve *m* in Abb. 253 wiedergegeben. Die übrigen Nutzleistungskurven entsprechen den anderen Kurxen von Abb. 251 und 252.

Bei sehr fester Kopplung erhält man den Anodenstrom gemäß Kurve *p*, also eine sehr starke Einsenkung des Stromverlaufes in der Mitte, wobei nicht nur die Leistungsabgaben an den Nutzkreis, sondern auch die Verluste in der Röhre sich im wesentlichen auf das erste und letzte Drittel des Wechsels konzen-

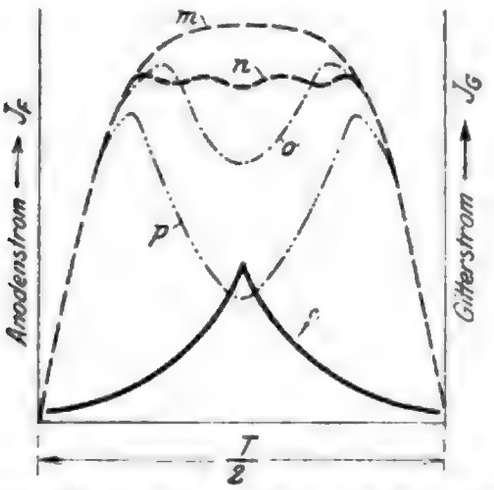


Abb. 252. Selbstinduktionsspannungen bzw. Röhrenspannungen entsprechend den Anodenstromstärken gezeichnet.

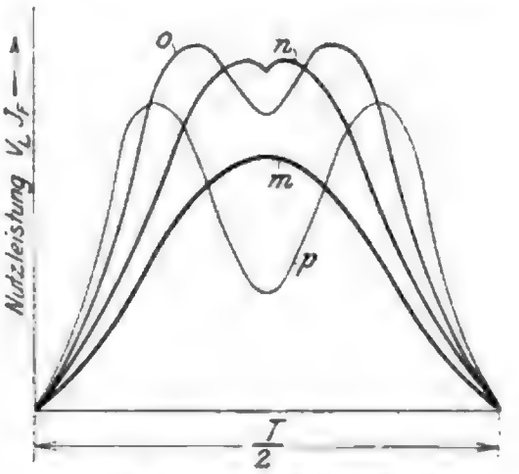


Abb. 253. Nutzleistungskurven.

trieren. Indessen sind die hierbei auftretenden Oberschwingungen so wesentlich, daß an eine praktische Ausnutzung einer so festen Kopplung wohl kaum zu denken ist.

Es geht also hieraus hervor, daß man stets eine günstigste Kopplung (etwa den Kurven *n* entsprechend) für die Dimensionierung der Apparatur zugrunde legen muß, wobei also J_F auch in der Mitte des Halbwechsels keine zu starke Einsenkung erfahren darf, andererseits aber auch V_L nicht zu klein werden darf, um die Verluste in der Röhre nicht zu groß werden zu lassen. Im allgemeinen dürfte (A. Meißner) der günstigste Kopplungsgrad dann erreicht werden, wenn $V_{L\,max}$ zwischen 70—80% der Betriebsspannung liegt.

Einfluß der Gitterkopplung. Für die Gitterkopplung gelten ähnliche Erwägungen. Es lassen sich unter Zugrundelegung verschiedener Gitterkopplungen bei Konstanthaltung der Anodenkopplung Kurvenscharen wie die besprochenen ermitteln, um aus diesen die Nutzleistung in Abhängigkeit von der variablen Gitterkopplung zu finden.

Es ist zu bemerken, daß, je kleiner die Gitterkopplung gewählt wird, um so mehr der Anodenstrom von der trapezförmigen in eine sinusförmige, bzw sinusquadratförmige Kurvenform übergeht. Hierdurch werden zwar die Oberschwingungen geringer und die Verluste in der Röhre kleiner, aber die Leistung

sinkt ebenfalls, und man läuft auch bei gewissen Röhrenausführungen Gefahr, daß die Röhren leicht aussetzen (insbesondere bei Röhren mit zu geringem Durchgriff).

Im übrigen gilt sowohl für die Wahl der Gitterkopplung als auch der Anodenkopplung und der sonstigen Varianten des Röhrenkreises, daß unter Berücksichtigung der obigen Gesichtspunkte die endgiltige Wahl erst auf Grund der experimentellen Feststellung von Fall zu Fall gewonnen werden kann, da die Anzahl der zum Teil voneinander abhängigen Variablen eine zu große ist, um alle Gesichtspunkte von vornherein theoretisch berücksichtigen zu können.

Der Dynatron. Unter der Bezeichnung des „Dynatrons" ist von A. W. Hull (General Electric Company) neuerdings eine Röhre entwickelt worden, welche sich sowohl als Verstärker als auch als Schwingungserzeuger eignet und die vom Kenetron und Pliotron abweicht, in dem dieselbe auf die Benutzung von „sekundärer Emission" beruht.

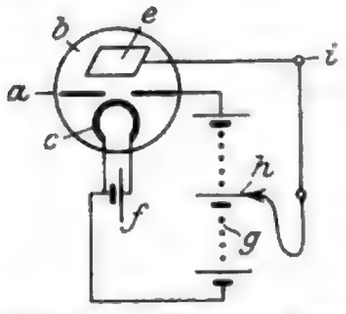


Abb. 254. Einfache Dynatronschaltung.

Der Dynatron besteht wiederum aus einem möglichst vollkommen evakuierten Glasgefäß *b* (siehe Abb. 254), in welches eine Glühkathode *c* wie beim Kenetron und Pliotron eingeschmolzen ist. Abweichend von diesen ist jedoch nächst der Glühkathode *c* eine mit einem oder mehreren Löchern versehene Anode *a* und hinter derselben eine Plattenelektrode *e* vorgesehen, so daß sich eine Anordnung entsprechend der Abb. 254 ergibt. Die Glühkathode *c* wird durch eine Heizbatterie *f* geheizt. Die Anode liegt im positiven Pol einer Hochspannungsbatterie *g*. Von einem Punkt *h*, welcher zweckmäßig durch den Versuch festgestellt wird, wird die Spannung für die Platte *e* abgenommen.

Sobald die Glühkathode *c* geheizt wird, geht von ihr bei der gezeichneten Anordnung ein Elektronenstrom aus, welcher auf die Platte *e* auftrifft, daselbst Elektronen freimacht, welche infolge der zwischen Platte und Anoden herrschenden Potentialdifferenz zur Anode hingezogen werden. Es ist hierbei bemerkenswert, daß die Geschwindigkeit der durch den Aufprall des Elektronenstromes auf die Platte *e* in dieser freigemachten Elektronen geringer ist als die des primären Elektronenstromes. Es wird also beim Dynatron nicht wie beim Kenetron und Pliotron der von der Glühkathode *c* emittierte primäre Elektronenstrom, welcher beim Pliotron durch ein Gitter beeinflußt wird, ausgenutzt, sondern vielmehr werden die durch den Aufprall des primären Elektronenstromes in der Platte *e* freigemachten Elektronen, also die sogenannte „sekundäre Emission" benutzt. Es ist also für die Wirkungsweise des Dynatrons in der Röhre die Strecke *e a* und für das Zustandekommen des Effektes die Anordnung der Hochspannungsbatterie *g* und die Wahl des Punktes *h* wesentlich.

Verfolgt man die Abhängigkeit des Stromes im Leiterzweige *h i e*, also die Funktion der Spannung zwischen Platte *e* und Glühkathode *c*, so ergibt sich ein Diagramm gemäß Abb. 255. Für den Nullpunkt *m* des Stromes ist die Spannung zwischen Platte und Glühkathode ebenfalls Null. Mit steigender Spannung wächst wie bei jedem Kenetron oder Pliotron der Strom gemäß dem Kurvenstück *m n* an. Im Punkte *n* beginnt die sekundäre Emission. Der Strom im Kreise *h i e* nimmt mit zunehmender Spannung zwischen Platte und Glühkathode ab, durchschneidet beim Punkte *o* die Nullinie und erreicht im Punkte *p* ein Minimum. Hierselbst hat die Kurve wiederum einen Wendepunkt, da der ständig zunehmende primäre Elektronenstrom bewirkt, daß die sekundäre Emission abnimmt, bis schließlich im Punkte *r* der Nullwert wieder erreicht ist.

Das Kurvenstück *n p* ist also von besonderem Interesse, da während dieses Spannungsbereiches V_2 die sekundäre Emission, auf welcher die Wirkung des

Dynatrons beruht, vor sich geht. Man bezeichnet diese Strecke analog dem Ausdrucke $\frac{dI}{dV}$ = negativ beim Lichtbogengenerator, als „negativen Widerstand", wobei hier allerdings zu beachten ist, daß infolge der vollkommenen Evakuierung der Dynatronröhre und infolge des Fortfalles jeglicher Ionenemission weder Hysteresis noch Verschiebungsströme auftreten können, die Röhre vielmehr in jedem Augenblicke sofort reagiert.

Die Einstellung des Punktes h und die Größenwahl der Stromquelle g mit dem positiven Potential an der Anode a hat so zu erfolgen, daß für den Betrieb des Dynatrons die Spannungsbereiche V_1 und V_2, in denen keine sekundäre Emission stattfindet, ausgeschlossen sind.

Um den Dynatron für Verstärker- und Senderzwecke besonders geeignet zu gestalten, ist es erforderlich, daß das Kurvenstück $n\,o\,p$ möglichst senkrecht zur Abszisse verläuft. Dieses kann dadurch bewirkt werden (siehe Abb. 256), daß in den Zweig $e\,i\,h$ ein Widerstand k eingeschaltet wird, welcher so abgeglichen wird, daß seine positive Größe gleich oder nahezu gleich dem absoluten Wert des negativen Widerstandes des Dynatronplattenkreises $e\,i\,h\,l\,c$ ist. Man erhält

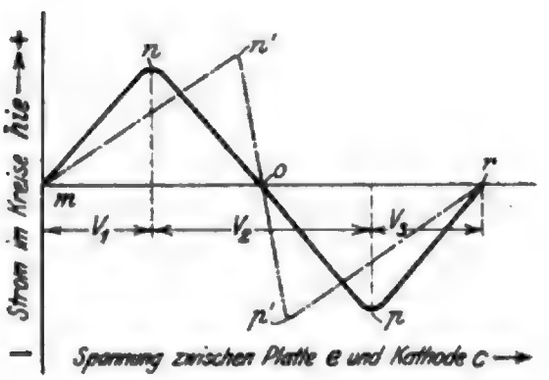


Abb. 255. Abhängigkeit des Stromes von der Spannung zwischen Platte e und Glühkathode c.

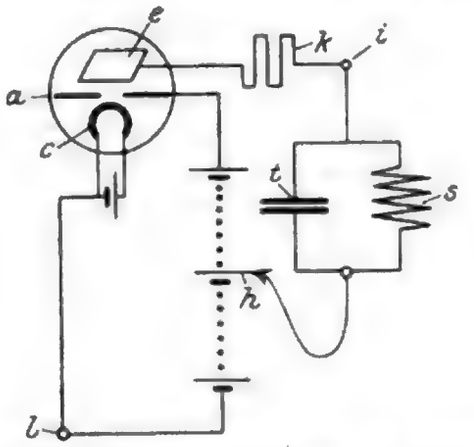


Abb. 256. Dynatronschaltung für Sender- und Verstärkerzwecke.

alsdann eine Kurve, deren Charakter in Abb. 256 strichpunktiert eingezeichnet ist. Der Spannungsbereich V_2, entsprechend der senkrechten Projektion von $n\,p$ auf die Abszisse, ist hierbei erheblich kleiner, die sekundäre Emissionskurve also wesentlich steiler abfallend als bei der Kurve $m\,n\,o\,p\,r$. Schaltet man in die Anordnung von Abb. 256 in den Kreis $i\,h$ einen aus Selbstinduktionsspule s und Kondensator t bestehenden Schwingungskreis ein, so werden durch die negativen Eigenschaften des Widerstandes des Dynatrons in derselben Weise wie beim Poulsenlichtbogen dauernde Schwingungen in dem Kreise $s\,t$ erzeugt, wobei die erzeugte Frequenz den Kreiskonstanten entspricht.

Es sei noch erwähnt, daß ohne weiteres eine Kombination des Dynatrons mit dem Pliotron möglich ist. Man erhält alsdann eine Anordnung, welche beispielsweise in Abb. 257 wiedergegeben ist. Zwischen der Anode a und der Glühkathode c ist die Gitterelektrode d vorgesehen. e ist wieder die Plattenelektrode. Als Stromquelle für das der Gitterelektrode b aufzudrückende Potential dient die Batterie, und durch Veränderung des Gitterpotentials wird bei dieser Anordnung genau wie beim Pliotron eine Variation der Stromstärke im Schwingungssystem hervorgerufen.

Eine wesentliche Beeinflussung der Wirkungsweise sowohl des Dynatrons als auch des Pliodynatrons kann durch ein Magnetfeld bewirkt werden, und

zwar wird die Beeinflussung um so größer, je kräftiger das Magnetfeld ist. Man kann es sogar ohne weiteres dahin bringen, daß eine anfänglich vorhandene sekundäre Emission durch das Magnetfeld vollkommen unterdrückt wird.

Vergegenwärtigt man sich noch einmal die Erscheinung, welche bei der sekundären Emission auftritt, so erhält man ein schematisches Bild etwa Abb. 258 entsprechend, welches den Querschnitt durch eine mit einem achsialen Glühfaden versehene Dynatronröhre darstellt. c ist der Querschnitt durch die Kathode, a sind die Anodendrähte, e ist die zylindrisch gestaltete Platte. Die Richtung der von c ausgehenden Elektronenstrahlung und der durch den Aufprall derselben an der Platte e bewirkten sekundären Emission ist durch mit Pfeilen versehene dünne Linien gekennzeichnet.

Sobald ein Magnetfeld auf die Röhre einwirkt, beispielsweise dadurch, daß eine wechselnde Transformatorspannung zwischen Anode a und Kathode c gelegt wird, kann sich ein Schaubild etwa Abb. 259 entsprechend ergeben. Die Elektronenwege zeigen eine mehr oder weniger spiralförmige Gestalt, wobei die Elektronen nicht mehr radial und geradlinig sich von der Kathode fortbewegen, sondern vielmehr schräg sich gegen die Anode hin fortpflanzen. Eine sekundäre

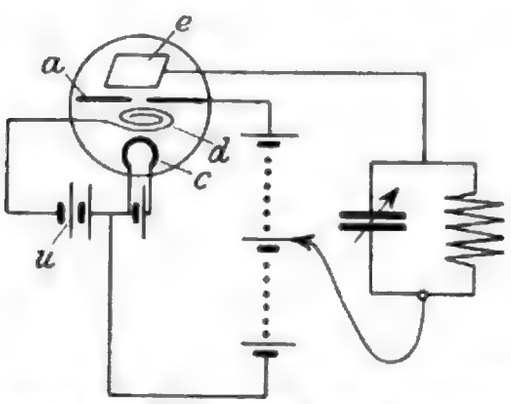


Abb. 257. Kombination des Dynatrons mit dem Pliotron.

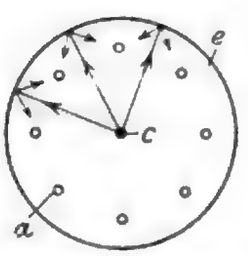


Abb. 258. Erscheinung bei der sekundären Emission.

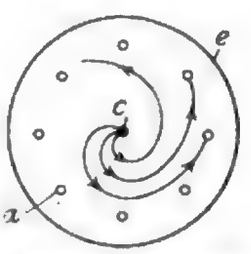


Abb. 259. Magnetfeld, das auf die Röhre einwirkt.

Emission wird sich also um so weniger ausbilden können, je stärker die Wirkung des Magnetfeldes ist.

Die Charakteristik des Dynatrons, welches in Abb. 260 durch die vollausgezogene Kurve $n\ p$ nochmals wiedergegeben ist, erfährt infolgedessen eine entsprechende Modifikation. Bei einem mäßig starken Magnetfeld wird die gestrichelte Kurve $s\ t$ erhalten. Diese zeigt, daß die sekundäre Emission bereits klein ist. Eine Stromumkehr ist nicht mehr vorhanden. Wirkt das Magnetfeld noch kräftiger, so ergibt sich eine Kurve vom Charakter der strichpunktierten Linie u, welche anzeigt, daß eine sekundäre Emission überhaupt nicht mehr vorhanden ist.

Röhren mit zwei Gitterelektroden. Es ist neuerdings von verschiedenen Seiten fast gleichzeitig, wohl zuerst aber von J. Langmuir (1914) vorgeschlagen worden, anstelle der einen Gitterelektrode deren zwei, die übereinander oder ineinander angeordnet sein können, zu verwenden. Offenbar ist es hierdurch besser möglich, elektrisch die Durchlässigkeit des Gitters zu regeln, und man hat jedenfalls den Vorteil, mit geringerer Anodenspannung auszukommen und weniger Heizstrom für die Kathode zu gebrauchen. Über die Ausführung derartiger Röhren siehe II. S. 56 ff. Außer dem Steuerungsgitter für den Anodenstrom ist noch ein zweites Gitter, das sog. Sauggitter angeordnet, welches ein geringes positives Potential aufgedrückt erhält und infolgedessen

die Raumladung beseitigt. Infolgedessen braucht hierbei die Anodenspannung nur erheblich geringer zu sein als bei Röhren mit nur einem Gitter.

Bei den Doppelgitterröhren hat man zwei prinzipiell voneinander verschiedene Ausführungsformen zu unterscheiden: Die eine Form besitzt zwischen der eigentlichen Steuerelektrode eine Vorgitterelektrode, bei der anderen ist die nächst der Kathode liegende Gitterelektrode die eigentliche Steuerungselektrode, während die zweite Gitterelektrode als Voranode wirkt. Die Charakteristik ist im ersteren Falle eine steilere, da der Durchgriff ein kleinerer ist als bei einer Röhre, entsprechend der zweiten Ausführungs- und Schaltungsform. Man wird also diese Röhre in erster Linie für Verstärkerzwecke anwenden. Die Röhre mit Voranode kommt, obwohl man selbstverständlich mit ihr auch verstärken kann, in der Hauptsache für Schwingungserzeugung in Frage.

Beide Fälle unterscheiden sich naturgemäß in ihrem konstruktiven Aufbau etwas voneinander. Der übrige wesentliche Unterschied der Wirkungsweise wird durch die entsprechenden Anschlüsse an die Feldbatterie erzielt.

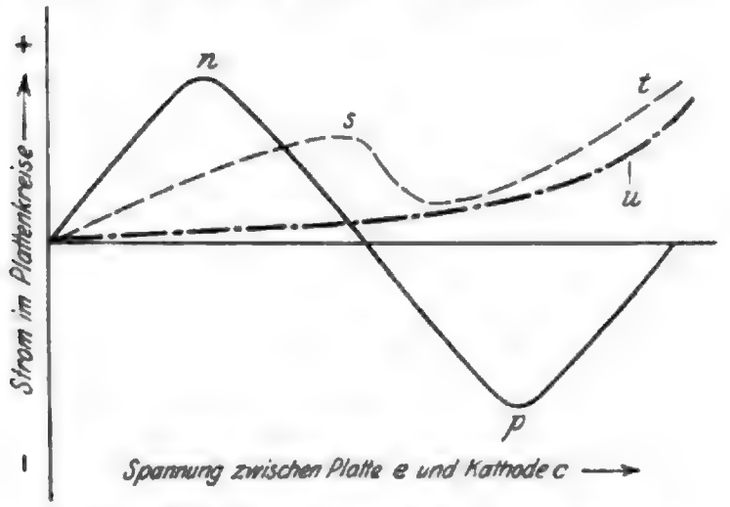


Abb. 260. Charakteristik des Dynatrons.

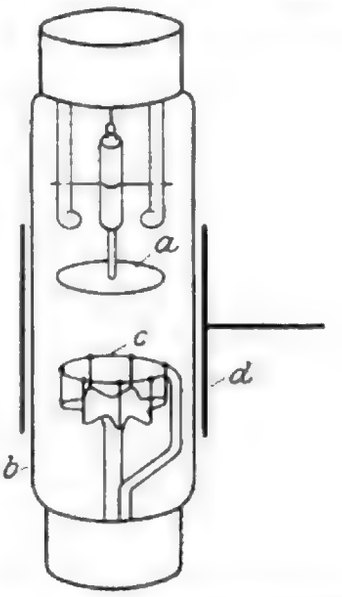


Abb. 261. Außensteuerungselektrodenröhre.

Außensteuerungselektrodenröhre. Schließlich ist auch noch von R. Weagant (1913/14) versucht worden, eine Steuerungselektrode außen anzuordnen, und zwar gleichgültig, ob die Röhre für Detektor-, Verstärker oder Senderzwecke dient, ev. allerdings außerdem noch eine innenliegende Gitter-Steuerungselektrode vorzusehen.

Man erhält gemäß der ersteren Form eine Anordnung gemäß Abb. 261. Hierin ist *c* die Glühkathode (z. B. Tungstendraht), *a* die Anode (z. B. Molybdänblech, *d* die außen am Glasgefäß *b* angeordnete Steurungselektrode, welche z. B. aus Kupferblech hergestellt sein kann oder wohl auch als metallischer Niederschlag auf der Glasoberfläche aufgebracht sein mag, und welche von Weagant als „metallisch elektrostatisches Kontrollelement" bezeichnet wird, die zum Elektronenstrom parallel liegt, jedoch rechtwinklig auf diesen einwirkt. Angeblich ist diese Röhre einfacher in der Konstruktion und billiger in der Herstellung, da die immerhin sowohl in ihrer Bauart als auch in der Kombination mit den anderen Röhrenbestandteilen weder ganz einfache noch auch billige fadenförmige Gitterkonstruktion der Steuerungselektrode hier vermieden ist. Jedoch erscheint nicht immer und unter allen Umständen die außerhalb des Vakuums liegende Steuerungselektrode vorteilhaft. Häufig wird die Luftschicht, welche sich zwischen dem Metallbelag von *d* und der Oberflächenschicht des Glases befindet, zu nicht ganz einwandsfreien Verhältnissen führen.

Die Röhre mit vier Elektroden, also zwei Steuerungselektroden, von Weagant zeigt schematisch Abb. 262. Es ist hierbei außer der Außensteuerungselektrode d_1 gemäß obigem noch die vom Pleiotron her bekannte, im Innern der Röhre zwischen Anode und Kathode angebrachte Gitterelektrode d_2 ersichtlich, welch letztere — und dieses ist besonders bemerkenswert — keinen Außenanschluß besitzen soll. Angeblich soll sich diese Röhre besonders gut eignen für das Arbeiten im günstigsten Bereich der Charakteristik, insbesondere beim Audionempfang. Der Hauptvorteil der Röhre soll darin bestehen, daß man bei kurzem Abstand der Elektroden voneinander hohe Anodenfeldspannungen anwenden kann und dennoch den Vorteil gewahrt hat, bei gleichmäßiger Wirkungsweise der Röhre sowohl beliebig schwache als auch kräftige Signale gleichmäßig empfangen zu können.

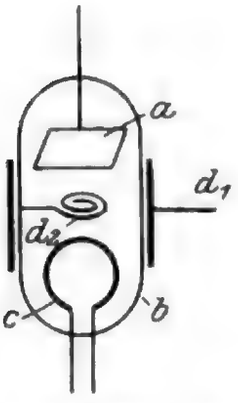


Abb. 262. Röhre mit vier Elektroden von Weagant.

Oberschwingungen bei Röhrensendern und deren Amplitudenverhältnisse. Verringerung durch induktive Kopplung. Ein Charakteristikum der Röhrensender, welches sich im praktischen Betriebe sehr unangenehm fühlbar macht, ist das Auftreten mehr oder weniger zahlreicher Oberschwingungen. Das Entstehen und die Begünstigung der Ausbildung derselben liegt teils in der Röhre selbst, teils in der gewählten Schaltungsanordnung und in den Antennenverhältnissen. Namentlich bei den auf die Erde gelegten Erdantennen können sich die Oberschwingungen besonders stark ausbilden.

Im allgemeinen wird man höchstens zulassen können, daß die erste und zweite Oberschwinguug eine nennenswerte Amplitude besitzt. Immerhin sollte das Amplitudenverhältnis zwischen Grundschwingung, erster und zweiter Oberschwingung sich höchstens etwa verhalten wie 100 : 40 : 12.

Das Zustandekommen der Oberschwingungen durch die Röhre selbst hat folgenden Grund:

Die Röhre liefert sowohl Schwingungen erster als auch zweiter Art. Die Schwingungen erster Art sind rein sinusförmig, jedoch ist bei diesen, ähnlich wie beim Poulsenschen Lichtbogengenerator, die in Hochfrequenz umzuwandelnde Energie nur sehr begrenzt, so daß diese Schwingungsart für den praktischen Betrieb nicht inbetracht kommt. Für Röhrengeräte der Praxis werden vielmehr nur die Schwingungen zweiter Art herangezogen (siehe Abb. 245, Kurve *b*). Hierbei sind naturgemäß die Punkte des Einsetzens und Aufhörens der Schwingungen, also diejenigen Punkte, in welchen die Sinuslinie in die gradlinige Abszisse übergeht, bzw. sich aus dieser heraus entwickelt, kritisch, da in diesen Zeitmomenten die Entwicklung von Oberschwingungen begünstigt ist. Infolge der Rückwirkungserscheinung jedes Schwingungsvorganges auf die Röhre werden die Oberschwingungen entsprechend verstärkt und gelangen infolgedessen von der Antenne direkt zur Ausstrahlung, wenn die Röhre direkt in die Antenne eingeschaltet ist.

Man kann demgemäß die Entstehung der Oberschwingungen nur dadurch vermeiden, oder wenigstens verringern, daß man die Röhre in einen geschlossenen Schwingungskreis legt, welcher induktiv mit der Antenne gekoppelt ist, um auf diese Weise das gesamte Schwingungsphänomen im geschlossenen Schwingungskreis einwellig sich ausbilden zu lassen.

Der andere Grund der Ausbildung von Oberschwingungen, insbesondere bei Schützengrabenstationen, ist durch die direkt auf die Erde gelegte, oder hart

über den Erdboden ausgespannte Antenne begründet. Die Selbstinduktion und Kapazität derartiger Antennen, insbesondere der richtigen Erdantennen ist nicht lokalisiert, sondern vielmehr über die gesamte Antennenlänge verteilt, wodurch die Ausbildung von Oberschwingungen geradezu provoziert wird.

Resonanzkurve des Röhrensenders. Ein außerordentlicher Vorteil des Röhrensenders besteht in seiner großen Abstimmschärfe, hervorgerufen durch eine allen andern Sendern überlegene spitze Resonanzkurve.

Dieselbe ist in Abb. 263 durch Kurve *a* dargestellt. Zum Vergleich sind die bei gleicher Welle aufgenommenen Resonanzkurven des Lichtbogensenders (Kurve *b*), des Löschfunkensenders (Kurve *c*) und eines Senders, welcher mit seltenen Funkenentladungen arbeitet (Kurve *d*), wiedergegeben. Insbesondere gegenüber letzterer, aber auch im Vergleich zum Lichtbogensender ist die mit dem Röhrensender erzielbare Selektivität hiernach augenscheinlich.

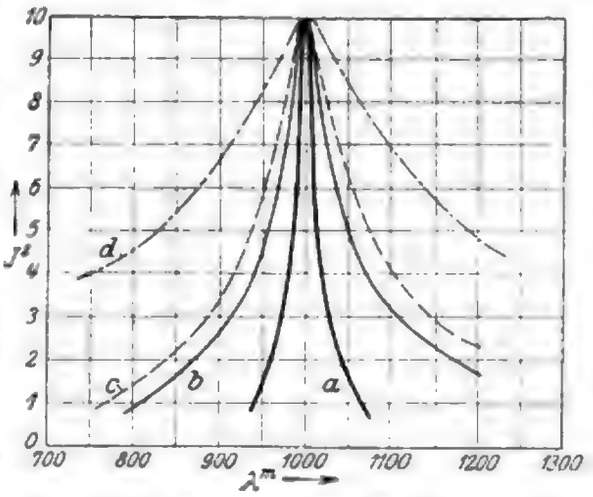


Abb. 263. Resonanzkurve des Röhrensenders (a), im Vergleich zum Lichtbogensender (b), tönenden Funkensendern (c) und zu seltenen Funkenentladungen (d).

Der Vorteil der großen Abstimmschärfe kann aber auch als nachteilig empfunden werden. Insbesondere beim Schwebungsempfang, wenn der den fernen Empfänger Bedienende die Betriebswelle nicht kennt, bzw. diese häufig gewechselt wird, ist ohne weiteres die Möglichkeit vorhanden, daß die Schwingungen des Röhrensenders nicht gefunden werden, und daß der Empfangende über die betreffende Einstellung, welche außerordentlich scharf ist, hinweggleitet. Infolgedessen muß durch entsprechende Such- oder Ankündigungsvorrichtungen diesem Übelstande begegnet werden.

Tonsenden mittels des Röhrensenders. Bei Benutzung eines Röhrensenders wird man selbstverständlich im allgemeinen gerade den großen Vorteil der hiermit erzielbaren ungedämpften kontinuierlichen Schwingungen ausnutzen und mit Schwebungsempfang arbeiten.

Für den Fall jedoch, daß der Empfänger nur für Detektorempfang ausgerüstet ist, so daß es also darauf ankommt, mit dem für ungedämpftes Senden eingerichteten Röhrensender eine Art Notsenden mit gedämpften Schwingungen zu bewirken, oder aber, daß aus sonst einem triftigen Grunde ein Tonsenden mittels des Röhrensenders gewünscht wird, kann man ein solches, obwohl es sowohl hinsichtlich der Energie als auch der Schwingungsart wesentlich ungünstiger ist als das Senden ungedämpfter Schwingungen mit konstant hohen Amplituden, auf dreierlei Art bewirken.

Noch einen Vorteil könnte man für das Tonsenden mittels der Röhre unter Verwendung gedämpfter Schwingungen geltend machen, und zwar besteht dieser darin, daß der Empfänger auch in dem Fall tönenden Empfang gewährleistet, in welchem die Welle des fernen Senders mit den auf der Empfangsstation erzeugten ungedämpften Schwingungen genau übereinstimmt, wobei also bei der Benutzung des Schwebungsempfangs kein Ton im Empfänger auftritt.

Die erste Art, bei welcher man gedämpfte Schwingungen im Tonrhythmus erhält, ist dadurch gekennzeichnet, daß der Hilfselektrodenkreis (Gitterkreis) eine periodische Variation erfährt, derart, daß die Gitterspannung innerhalb bestimmter Grenzen variiert wird. Ein hierfür geeignetes Anordnungsbeispiel

ist in Abb. 264 wiedergegeben. Die periodische Variation der Gitterspannung wird hier durch einen Unterbrecher erreicht, welcher auf die Rückkopplungsspulenanordnung *i* einwirkt. Zweckmäßig geschieht dies durch einen besonderen Transformator *k*, um die von dem Unterbrecher erzeugten Stromstöße, dem Übersetzungsverhältnisse entsprechend, hochspannen zu können. Da man die Unterbrechungszahl variieren kann, hat man es in der Hand, die ausgesandten gedämpften Schwingungen in ihrer Tonfrequenz verändern zu können. Übrigens kann man den Unterbrecher *l* auch anders schalten. So kann man ihn beispielsweise auch in Serie mit der Transformatorspule *k* legen. Es kommt immer nur darauf an, eine periodische Beeinflussung der Spannung der Zwischenelektrode zu bewirken.

Zweitens kann man die Heizung der Kathode durch mittelfrequenten Wechselstrom bewirken. Man erhält hierbei ein Schwingungsbild, etwa entsprechend Abb. 265, wobei also anstelle des kontinuierlichen Hochfrequenzstromes konstant hoher Amplituden ein Auf- und Abschwellen der Amplituden in der Periode T_3, entsprechend der Maschinenwechselzahl, bewirkt wird.

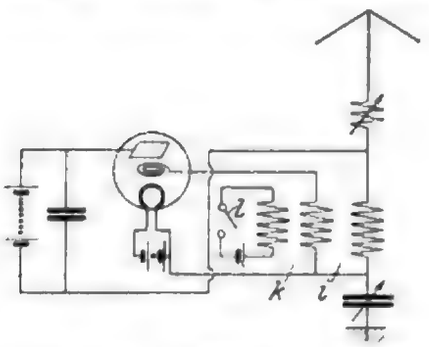


Abb. 264. Gedämpfte Schwingungen im Tonrhythmus.

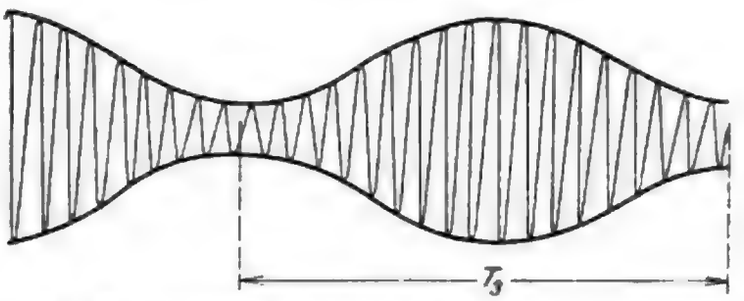


Abb. 265. Heizung der Kathode durch mittelfrequenten Wechselstrom.

Schließlich kann man auch noch das Anodenfeld mit mittelfrequentem Wechselstrom in der Tonfrequenz speisen, wodurch ebenfalls wieder ein kontinuierlicher Hochfrequenzstrom mit auf- und abschwellenden Amplituden erzielt wird.

Die Auswechselbarkeit der Röhren. Während es bei mit Entladungsstrecken arbeitenden Sendern im allgemeinen nicht die geringste Rolle spielt, ob bei sonst gleicher konstruktiver und fabrikatorischer Ausführung die eine oder andere Entladestrecke zur Schwingungserzeugung in den Sender eingebaut wird, ist dies bei Röhrensendern keineswegs der Fall. Hier spielt nicht nur die Kapazität der Röhre eine wesentliche Rolle auch insofern, als bei manchen, namentlich induktiven Schaltungen die Röhre direkt durch eine gleichwertige Kapazität bei Umschaltung ersetzt werden muß sondern es ist vor allen Dingen auch die Charakteristik der Röhre von besonderer Bedeutung. Es ist daher im allgemeinen nicht ohne weiteres möglich, die eine Röhre durch ein äußerlich sonst gleich aussehendes Fabrikat einer anderen Firma zu ersetzen. Meist müssen dann vielmehr die elektrischen Schwingungskreisdimensionen, mindestens aber die entsprechenden Spulenabzweigungen usw. der neu eingesetzten Röhre gemäß wieder abgeglichen werden.

Es ist daher durchaus anzustreben, um eine Auswechselbarkeit der Röhren gegeneinander bewirken zu können, daß direkt Röhrennormalien geschaffen werden, welche auch möglichst die gleiche Charakteristik aufweisen. Die Auswechselbarkeit der Röhre ist nämlich gerade mit Rücksicht auf die meist relativ geringe Brenndauer, insbesondere aber infolge des immerhin leicht möglichen Durchbrennens der Glühfäden, erforderlich.

Auswahl der Röhren für Hochfrequenzverstärkung, Gleichrichtung und Niederfrequenzverstärkung, entsprechend ihrer Anodenstrom- und Gitterstrom-Charakteristik. Es ist im allgemeinen nicht gleichgültig, ob man eine gegebene Röhre für Hochfrequenzverstärkung, Niederfrequenzverstärkung oder Gleichrichtung verwendet; vielmehr setzt jeder dieser drei Prozesse eine bestimmte Anodenstrom- und Gitterstrom Charakteristik der Röhre voraus, und es ist demgemäß zweckmäßig, z. B. bei Spulenempfänger-Verstärkern, die Röhren entsprechend ihrem Verwendungszweck auszuwählen.

Im wesentlichen gelten folgende Gesichtspunkte:

Für die Hochfrequenzverstärkung soll die Steilheit der Röhre möglichst groß sein. Der mittlere Teil der Charakteristik soll tunlichst bei —1 Volt Gitterspannung liegen, wie dies in beistehender Abb. 266 durch Kurve *a* gekennzeichnet ist, so daß beim Arbeiten der Röhre der erst bei 0 Volt beginnende Gitterstrom noch nicht in Frage kommt. Die Gitterstromkurve ist demgemäß auch ganz niedrig.

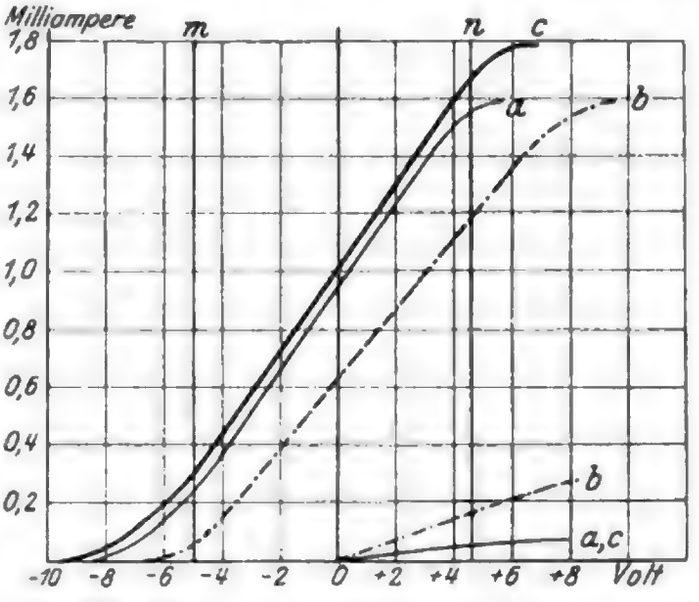


Abb. 266. Wahl der günstigsten Anodenstrom- und Gitterstromcharakteristik.

Für Gleichrichtung ist es weder erforderlich noch wünschenswert, das Vakuum der Röhre allzuhoch zu treiben. Es können hierfür also die sich unerwünschterweise in der Fabrikation fast stets ergebenden weicheren Röhren benutzt werden. Entsprechend der in beistehender Abbildung durch die Kurve *b* gekennzeichneten Anodenstrom- und Gitterstrom-Charakteristik gilt folgendes:

Die Anodenstromcharakteristik braucht weniger steil zu sein, und es kann der flache Teil etwa bei —6 Volt beginnen. Die Nullinie erscheint infolgedessen nach rechts verschoben, also in die Mitte gerückt. Die Charakteristik soll links vom Gitternullpotential möglichst eine Gerade bis zum Durchschnitt mit der Abszissenachse darstellen. Es sind infolgedessen auch größere Gitterströme zulässig, wie dies durch die Gitterstromkurve *b* zum Ausdruck gebracht ist, welche das Kennzeichen für die weichere Röhre ist.

Für die Niederfrequenzröhren gelten im wesentlichen dieselben Gesichtspunkte wie für die Hochfrequenzverstärkung. Es ist jedoch zu beachten, daß man diejenigen Röhren auswählen soll, welche bei derselben Anodenspannung wie für Hochfrequenzverstärkung einen höheren Sättigungsstrom ergeben, aus dem Grunde, weil die Beanspruchung der Röhre, da sie als Endverstärker benutzt wird, eine größere ist. Die sich zweckmäßig für die Niederfrequenzverstärkung ergebende Anodenstromcharakteristik soll durch die Kurve *c* gekennzeichnet sein. Es ist hierbei zu beachten, daß diese Kurve im durch die Linien *m n* charakterisierten Bereiche benutzt werden kann.

Für die Gitterstromcharakteristik dieser Röhren gilt das bei der Hochfrequenzverstärkung ausgeführte.

Wirkungsgrad des Röhrensenders. Der Gesamtwirkungsgrad des Röhrensenders ist infolge der Hineinrechnung der Heizenergie und der Energie für das Anodenfeld wenigstens bei kleinen, von der Röhre umzuformenden Energien

Digitized by Google

nicht allzu günstig. Der elektrische Wirkungsgrad, bei welchem nur die zwar hohe Spannung aber sehr geringe Stromstärke des Anodenfeldes inbetracht kommt, ist zwar günstiger aber verhältnismäßig immer noch niedrig. Er liegt bei mittleren Verhältnissen in der Größenordnung von ca. 30 bis 40 %.

Zahlenbeispiel: Er sei

V_H = Heizspannung = 12 Volt
J_H = Heizstrom = 3 Ampere
V_F = Anodenfeldspannung = 400 Volt
J_F = Anodenfeldstrom = 0,1 Ampere.

Erzielt wird hiermit

J_a = Antennenstrom = 1,0 Ampere bei einem Antennengesamtwiderstand von
$w_{ges.}$ = 9 Ohm

dann ist: der Gesamtwirkungsgrad (siehe auch S. 262)

$$\eta_{ges.} = \frac{J_a^2 w_a}{V_H J_H + V_F J_F} = \frac{1{,}0^2 \cdot 9}{36 + 40} = 12\,\%,$$

der elektrische Wirkungsgrad

$$\eta_{el} = \frac{J_a \cdot w_a}{V_F J_F} \sim 22{,}5\,\%.$$

Im Durchschnitt wird bei Röhrensendern der Gesamtwirkungsgrad etwa halb so groß sein wie der elektrische Wirkungsgrad. Bei größeren Energien wird dieses Verhältnis wesentlich günstiger, bei kleinen Energien etwas ungünstiger werden.

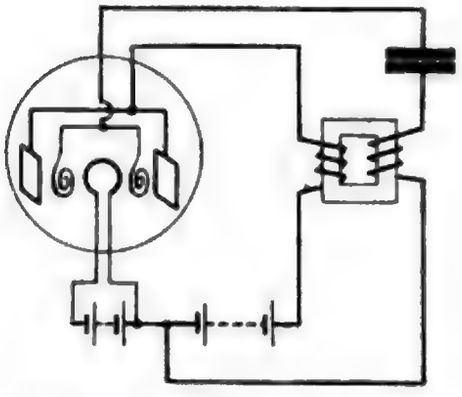


Abb. 267. Erste Röhren(audion)senderschaltung von L. de Forest.

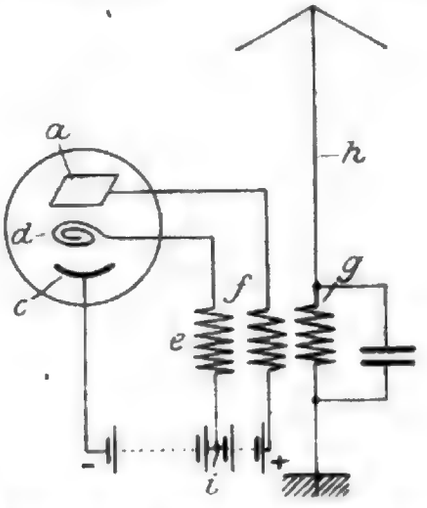


Abb. 268. Gas-(Dampf-)Röhrensendereinrichtung von S. Strauß.

γ) Erste Röhren(audion)senderschaltung von L. de Forest.

Offenbar die erste Senderanordnung, um mittels der Audionröhre Schwingungen, wenn auch zunächst noch nicht von Radiofrequenzen so doch Audionfrequenzen zu erzeugen, wurde von L. de Forest (Sommer 1912) angegeben.

Das Schaltungsschema zeigt Abb. 267. Die Rückführung der Energie hat de Forest hierbei offenbar mittels eines eisengefüllten Transformators bewirkt.

δ) Gas-(Dampf-)Röhrensendereinrichtung von S. Strauß.

Gleichfalls schon frühzeitig (Dezember 1912) hat S. Strauß eine Anordnung z. B. gemäß Abb. 268 vorgeschlagen, um elektrische Senderschwingungen unter Benutzung einer Gitterröhre (z. B. Lieben-Röhre) zu erzeugen. Wie das Schaltungsschema zeigt, ist hierbei der Kreis Kathode-Gitterelektrode mit dem Kreis Kathode-Anode durch die Spulen *f* und *e* rückgekoppelt, so daß Strom-

Digitized by Google

schwankungen im ersten Kreise auf den zweiten übertragen werden, mit dem Effekt, daß eine Verstärkung der ursprünglichen Stromschwankungen bewirkt werden sollte. In der durch die Spule *g* induktiv angekoppelten Antenne *h* werden infolgedessen kontinuierliche elektrische Schwingungen hervorgerufen, deren Frequenz im wesentlichen durch die Kapazität und Selbstinduktion der benutzten Stromkreise bedingt ist, und zwar konnten nicht nur Audion- sondern auch Radiofrequenzen erzielt werden. Die Anordnung der Stromquelle *i* für das Heizen der Kathode *c* und das Feld der Anode *a* stimmt im wesentlichen mit allen späteren Einrichtungen überein.

Nach Einschaltung der Röhre *a d c* sollte sich das den ganzen Raum erfüllende Glimmlicht ausbilden und nur an der Gitterelektrode *d* sollte sich auf der nach der Anode zugekehrten Seite der Kathodendunkelraum zeigen. Sobald nun durch einen Stromstoß z. B. beim Einschalten, die an die Gitterelektrode gelegte Gleichstromspannung verkleinert wird, nimmt die Stärke des Glimmstromes im Rohre *a d c* zu, weil infolge der Verringerung des Verarmungsbereiches an Ionen (Kathodendunkelraum) der Gesamtwiderstand in der Röhre abgenommen hat. Es wird alsdann eine größere Stromstärke in der Spule *f* erzielt, welche auf die Spule *e* zurückwirkt und somit auch auf die Gitterelektrode *d*, wodurch eine Variation der an *d* angelegten Spannung herbeigeführt wird, so daß von der Anode *a* nach der Spule *f* ein Stromstoß zustande kommt. Es bildet sich demgemäß in den Windungen *f* und *e* ein kontinuierlich verstärkter Wechselstrom aus, welcher in der Antenne nutzbar gemacht wird.

ε) Ältere Gasröhrensenderschaltung von Telefunken (A. Meißner).

Wenn man die Röhre in einen Schwingungskreis einschaltet, so wird es im allgemeinen nicht ohne weiteres möglich sein, auf diese Weise resonanzfähige Schwingungen zu erzielen. Es sind vielmehr noch einige Vorbedingungen erforderlich, welche innerhalb gewisser Grenzen eingehalten werden müssen, um das die Röhre enthaltende System schwingungsfähig zu gestalten.

Eine ältere Schaltungsanordnung unter Benutzung der Liebenröhre zur Erzeugung kontinuierlicher ungedämpfter Schwingungen, welche von Telefunken (A. Meißner, 1913) herrührt und die die Ära des Röhrensenders eingeteilt hat, ist in Abb. 269 wiedergegeben.

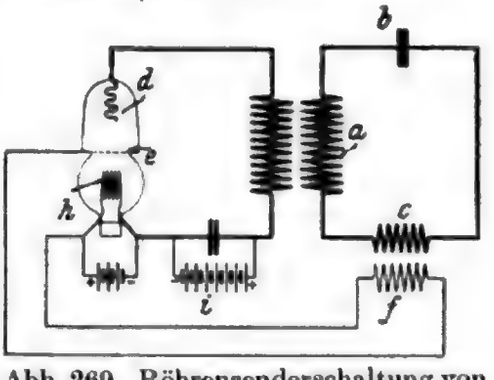


Abb. 269. Röhrensenderschaltung von Telefunken (A. Meißner).

Der Schwingungskreis *a b c* ist mit der Anode *d* und der durchlöcherten Hilfselektrode (Gitterelektrode) *e* der Liebenröhre verbunden. Sobald die Oxydkathode *h* (bestrichen mit einem nach Wehnelt wirksamen Metalloxyd (CaO, BaO) mittels einer Heizbatterie glühend gemacht wird und Elektronen aussendet und mittels der Batterie *i*, zu welcher, wenn ihr Widerstand zu hoch ist, ein Kondensator parallel geschaltet werden kann, eine Verstärkung des Elektronenstromes bewirkt wird, wird *a b c* durch das Einschalten des Anodenstromes *i* und den hierdurch bewirkten Stromstoß zu Eigenschwingungen angestoßen; ein Teil derselben, welche zunächst nur geringe Energie besitzen, wird durch die festgekoppelten Spulen *c f* („Rückkopplung") auf die Gasstrecke, Gitter *e* Glühkathode *h*, der Röhre wieder übertragen. Hierdurch wird wiederum eine Verstärkung der Schwingungen in *a b c* bewirkt, welche ihrerseits wieder die Schwingungsamplituden im System *f h e* verstärken. Der Kreis *a b c* schwingt daher dauernd, wobei sich schließlich die Amplituden auf einen konstanten

Wert einstellen, der von der Gasröhre, Batteriespannung usw. abhängig ist; der Kreis liefert ferner für eine Verbrauchsstelle dauernd ungedämpfte Schwingungen bei nicht allzufester Kopplung c f und hinreichend großer Kapazität b, annähernd von der Frequenz entsprechend den Kreisgrößen bei sehr guter Konstanz. Die Wellenlänge soll bis ca. 5 m herab reduziert werden können, wobei die Schwingungen noch konstant gewesen sein sollen. Die Energie, welche auf diese Weise umgeformt werden konnte, war naturgemäß nur sehr gering (ca. 12 Watt).

?) Neuere Röhrengeneratorschaltungen von Telefunken.

Weiterhin ist es Telefunken gelungen, die Röhrenschaltungen, von denen eine Unzahl möglich ist, ganz wesentlich zu verbessern. Eine davon ist in Abb. 270 wiedergegeben. In die Antenne a ist in bekannter Weise eine Selbstinduktionsspule b eingeschaltet. Von derselben ist einerseits die Anode a, andererseits die Gitterelektrode d abgezweigt, und zwar derartig, daß zwischen beiden Punkten die maximale Spannungsdifferenz liegt. Die Glühkathode c ist an einen z. B. regulierbaren Schiebekontakt i geführt, so daß auf beste Wirkung einreguliert werden kann. Man kann sich die Wirkung der Spule b in dieser Kombination auch als die eines Autotransformators vorstellen.

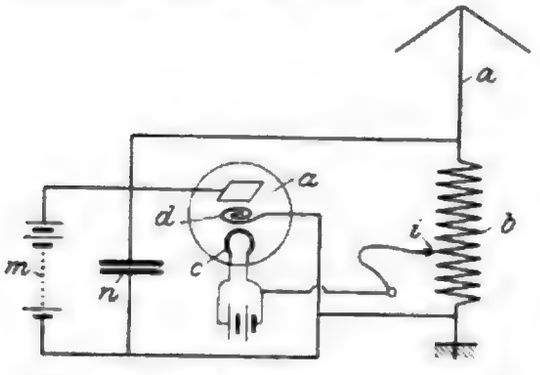


Abb. 270. Neuere Röhrengeneratorschaltung von Telefunken.

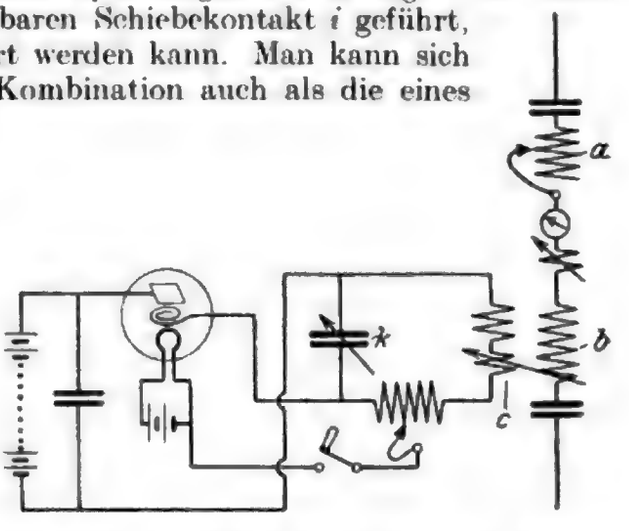


Abb. 271. Induktive Ankopplung des Röhrenkreises.

Das Anodenfeld ist in bekannter Weise durch die Hochspannungsbatterie m mit dem parallel liegenden Kondensator n hergestellt und mit der Anode einerseits, andererseits mit der Gitterelektrode verbunden.

Ein Apparat, welcher derartig geschaltet ist, könnte verhältnismäßig kapazitätsempfindlich sein. Um dieses zu vermeiden, müßte man ihn durch Metallgehäuse, Metalltrennungswände, mindestens aber durch Metallstirnplatten usw. gegen ungewollte Kapazitätsbeeinflussungen schützen. Dadurch kommen einmal infolge Wirbelstromverlusten ungewollte Dämpfungen in die Apparatur hinein, andererseits wird der Effekt meistens nur unvollkommen erreicht sein, da es praktisch nicht möglich ist, Akkumulatoren für die Heizung und Hochspannungsbatterien samt Zuleitungen mit in diesen Kapazitätsschutz einzubeziehen. Es müssen deshalb diese beiden besonders gut isoliert aufgestellt werden, was insbesondere bei beweglichen (Feld-)stationen nicht immer möglich ist.

Die hauptsächlichsten Nachteile dieser Schaltung jedoch bestehen in der Welleninkonstanz, welche nicht nur während des Arbeitens den Betrieb erschwert, sondern vor allen Dingen auch ein „Suchen" des fernen Empfängers recht schwierig und zeitraubend gestaltet, sowie der begünstigten Ausbildung von Oberschwingungen, welche durch den Kondensator n und die

Spulenwindungen *b* glatt hindurchgehen und außerdem noch direkt verstärkt werden.

Ein Hauptvorteil des Apparates besteht jedoch in der relativ außerordentlich einfachen Leitungsführung, welche nicht nur die Montage billig und einfach gestaltet, sondern auch im Falle von Reparaturen angenehm einläuft.

Eine Fortentwicklung stellt die Senderschaltung gemäß Abb. 271 dar. Das Wesentliche ist, daß bei dieser Schaltung die induktive Ankopplung des Röhrenkreises an die Antenne erfolgt. Dieses wird durch die Kopplungsspulenanordnung *b c* bewirkt, welche so gestaltet ist, daß die Spule *c* oder ein Teil derselben in die Spule *b* hineinbewegt werden kann. Dieses kann allerdings den Nachteil im Gefolge haben, daß infolge der Größe und Ausführungsart der Spulenwicklung *c* größere Wirbelstromverluste entstehen.

Für die Lage und Dimensionierung der Antennenschaltungselemente ist maßgebend der Gesichtspunkt, dieselben so anzuordnen, daß eine möglichst gleichmäßige Spannungsverteilung erzielt wird. Dieses ist mit der Anordnung entsprechend Abb. 271 nur in beschränktem Umfang ermöglicht. Besser ist dieser Gedanke bei den nachstehenden Senderschaltungen 272 und 273 erreicht, wobei nahezu die gesamte Antennenvariation in eine möglichst vollständig symmetrische und mit symmetrischen Abzweigungen versehene Stufenspule hineinverlegt ist. Man erhält durch eine derartige Anordnung zwar eine größere Leitungsanzahl, welche insbesondere bei Sendern, die über einen großen Wellenbereich kontinuierlich arbeiten sollen, sehr erheblich sein kann, erreicht aber alle Vorteile, welche die symmetrische Anordnung besitzt.

Die übrigen Schaltungsbestandteile von Abb. 271 dürften ohne weiteres verständlich sein. Zu bemerken ist nur, daß der Kondensator *k* ein solcher mit Anrufvorrichtung ist.

γ_1) Röhrensenderschaltungen der Lorenz A.-G. (M. C. White).

Der Zweck der nachstehenden Schaltung und Konstruktion war namentlich, die besondere, bei den bisherigen Sendern vorhandene Rückkopplungsspule zu vermeiden und außerdem auf diese Weise eine weniger kapazitätsempfindliche, bzw. kapazitätsunempfindliche Gesamtordnung zu schaffen. Ferner sollten die oben (S. 252) erwähnten Oberschwingungen, welche hauptsächlich bei Antennen mit verteilter Kapazität und Selbstinduktion sich leicht ausbilden können (Schützengrabenstationen), und deren Ausbildung durch die direkt mit der Antenne gekoppelte Röhre begünstigt wird, vermieden werden.

Es wurde, um dies zu erreichen, ein getrennter Erregerkreis benutzt, der mittels einer Kopplungsspule induktiv mit einer in sich abstimmbaren Antenne gekoppelt war. Die Ausführung kann z. B. entsprechend einer der Praxis entnommenen Abb. 272 getroffen werden. Es bedeutet hierin *e* eine in sich abstimmbare Antennenanordnung. *f* ist eine mit der Antenne gekoppelte Selbstinduktionsspule, welche zusammen mit der Kondensatorkombination *g* den geschlossenen Sekundärkreis ergibt. Hierbei ist der mittlere Kondensator ein solcher größerer Kapazität und ebenso wie die beiden anderen parallel geschalteten Kondensatoren kontinuierlich variabel. Der rechte Kondensator ist vorteilhaft ein sogenannter Pendelkondensator (siehe II, S. 100 ff.), um absichtlich die Abstimmung unscharf zwecks Erleichterung des Suchens und der Einstellung des Empfängers zu gestalten. Von der Spule *f* ist von den Punkten größter Spannungsdifferenz einerseits die Anode *b*, andererseits die Gitterelektrode *d* abgezweigt. An den Spannungsknotenpunkt *i* der Spule ist die Glühkathode *c* angeschaltet. Die Leitung zwischen *c* und *i* hat infolgedessen Nullspannung. Es ist also unbedenklich, in dieselbe einen Taster bei Sendestellung oder ein Telephon bei Empfangsschaltung einzuschalten. Eine Berührung des Tasters,

Digitized by Google

bzw. Telephons kann eine Abstimmungsveränderung der Anordnung nicht herbeiführen. Ebensogut kann naturgemäß die Taste an der gezeichneten Stelle, also in die Anodenleitung zur Hochspannungsbatterie eingeschaltet werden. Im übrigen gilt generell, um die Kapazitätsunempfindlichkeit sämtlicher

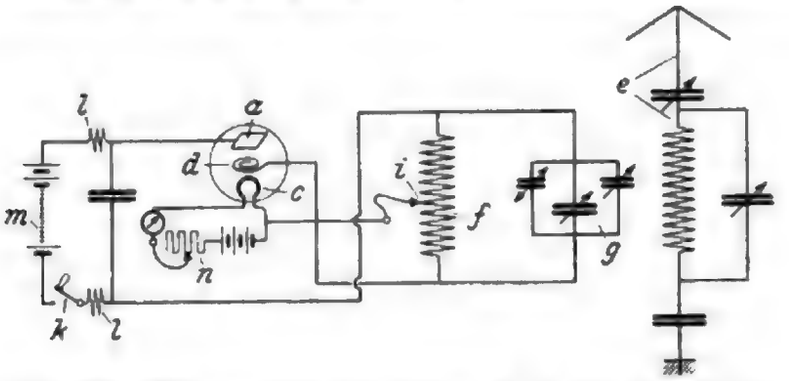


Abb. 272. Röhrensender der Lorenz A.-G. (M. C. White).

Teile der Apparate herbeizuführen und dauernd zu erhalten, daß alle außenliegenden Teile auf Erdpotential gebracht werden. Es ist daher eine besonders gut isolierte Aufstellung der Apparatur oder Batterien usw. überflüssig, und es wird eine Kapazitätsbeeinflussung infolgedessen weder durch Lageänderung, noch durch Annäherung von Körpern, Metallteilen gegen die Apparatur herbeigeführt. *ll* sind Drosselspulen. Der Heizstrom der Glühkathode wird zweckmäßig mittels eines Regulierwiderstandes *n* auf das ziemlich kritische Optimum eingestellt.

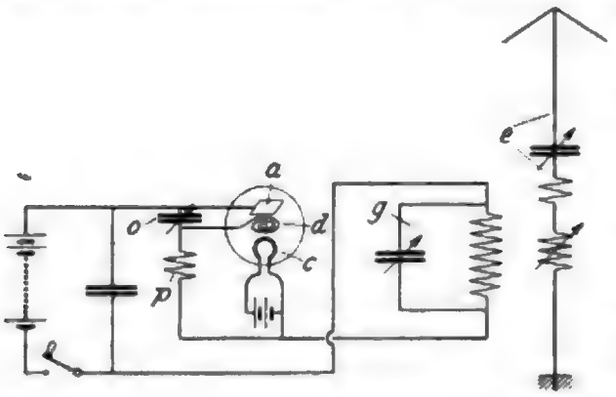


Abb. 273. Verbesserte Senderschaltung nach M. C. White.

Auf diese Schaltung wird im übrigen noch später gelegentlich Besprechung der Empfängeranordnung (Kapitel III, 6. D, b. z) zurückgekommen werden

Eine weitere Verbesserung dieses Sendeschaltungsgedankens, den übrigens schon früher M. C. White (1917 veröffentlicht) angegeben hat, ist in Abb 273 wiedergegeben, indem hierbei jede irgendwie geartete Kopplung der mit der Gitterelektrode verbundenen Spule vollkommen vermieden ist, ja wobei es sogar möglich ist, diese Spule vollkommen fortfallen, bzw. in Form eines einfachen Leitungsdrahtes zusammenschrumpfen zu lassen.

Die Bezeichnungen in Abb 273 sind sinngemäß dieselben wie in Abb. 274. *o* ist ein kleiner, zwischen Anode und Gitterspule liegender Kondensator, welcher nur innerhalb gewisser Grenzen und nicht völlig kontinuierlich nachstellbar zu sein braucht (siehe Kapitel VII, S. 100). *p* ist die zwischen Gitterelektrode und Glühkathode, bzw. Antennenkopplungsspule *f* liegende Gitterspule, welche, wie schon bemerkt, eventuell durch einen einfachen Draht ersetzt werden kann, und die jedenfalls vollkommen ungekoppelt mit jeder anderen Selbstinduktionsspule der Schaltungsanordnung sein soll, so daß also auf jede selbstinduktive Rückkopplung verzichtet ist. Eventuell kann es vorteilhaft sein, die Gitterelektrode *d* mittels variablen Kontaktes von der Spule *p* abzuzweigen.

Die Heizung der Glühkathode findet sowohl bei Schaltung Abb. 272 als auch bei Schaltung Abb. 273 in normaler Weise statt.

Abgesehen von dem Vorzug der hierdurch erzielten Kapazitätsunempfindlichkeit sind noch die weiteren Vorteile vorhanden, die sich insbesondere bei Empfangsschaltung bemerkbar machen, daß die Abstimmschärfe gut ist, daß Oberschwingungen nicht auftreten und daß auch beim Suchen unbekannter Wellen die Bedienung und Umschaltung auf Sekundärempfang eine einfache ist.

Die Abstimmmittel können leicht derartig gewählt werden, daß die Abstimmschärfe bei allen Wellenbereichen ungefähr dieselbe ist. Ferner ist in einfachster Weise die Möglichkeit, drahtlos zu telephonieren, gegeben.

ϑ) Röhren und Röhrenschaltungen für größere und große Sendeenergien.

Wenn es darauf ankommt, möglichst große Sendeenergien zu erzielen, so kann man dies dadurch erreichen, daß man die Elektronenemission steigert, wozu, da die Glühfadentemperatur bei den normalen Röhren bereits ein Maximum darstellt, ein entsprechend längerer Kathodenfaden oder überhaupt größerer Glühkörper erforderlich ist, d. h. also, es ist notwendig, die Röhrendimensionen sehr erheblich zu vergrößern. Dieser Weg ist mit Erfolg von J. Langmuir für seinen großen Pleiotron eingeschlagen worden (siehe II, Abb. 829, S. 52). Hierbei ist nicht nur eine entsprechend große Heizenergie anzuwenden, sondern es ist auch die dem Anodenfeld aufzudrückende Energie, insbesondere die Anodenfeldspannung groß zu wählen. Um Antennenstromstärken von 20 Ampere und darüber zu erhalten, ist man bereits genötigt, die Anodenfeldspannung über 4000 Volt zu machen. Dabei werden die Röhrendimensionen sehr erheblich. Eine Röhre für ca. 5 KW. Hochfrequenzleistung (Telefunken) ist bereits 100 cm hoch und weist infolge des im Innern vorhandenen Vakuums einen Druck auf die Glaswandung von 10 000 Atm. auf. Im allgemeinen kann man jedoch sagen, daß ein bestimmter größerer Energiebetrag, insbesondere wegen bequemerer Bedienung hochfrequenztechnisch einfacher mit einer Röhre, als mit mehreren parallelgeschalteten Röhren erreicht wird.

Im übrigen besitzt diese Methode, große Energien zu erzeugen, den prinzipiellen Nachteil, daß es bisher wenigstens noch verhältnismäßig schwierig und daher auch teuer ist, überhaupt gut evakuierte und das Vakuum im Betriebszustand gut haltende Senderöhren für sehr große Leistungen zu bauen. Außerdem kann die Einregulierung einer so großen Senderöhre immerhin mit Schwierigkeiten verbunden sein.

Jedenfalls erscheint es zweckmäßiger, um auf größere Antennenleistungen zu kommen, eine entsprechende Anzahl normale Senderöhren, oder aber, was selbstverständlich noch vorteilhafter sein würde, Senderöhren, welche für größere Heiz- und Anodenfeldenergien konstruiert sind, parallel zu schalten, wie dies beispielsweise in Abb. 274, wobei im übrigen ebenfalls die Anodenspannung hoch zu wählen ist, wiedergegeben ist. So wird angegeben, daß für die Zwecke der drahtlosen Telephonie von der American Telephon & Telegraph Co. durch Parallelschaltung von 300 Hochvakuumröhren (Pleiotron) ein Antennenstrom von ca. 100 Ampere erzeugt worden sein soll. Zur Erzielung von 10 KW. Antennenenergie schaltet Telefunken z. B. 30 Stück Senderröhren von je 500 Watt Leistung parallel.

Die Anordnung ist gemäß Abb. 274 so getroffen, daß die aus den Spulenwindungen n und die zwischen den Glühkathoden und Zwischenelektroden gebildete resultierende Röhrenkapazität abgestimmt ist auf die Kopplungsspule o zusammen mit der Antenne. Hierbei ist ferner der Kondensator m entsprechend einzustimmen, bis das in die Antenne eingeschaltete Hitzdrahtinstrument p den größten Wert anzeigt. Auch hier ist selbstverständlich die gesamte, den

Röhren zuzuführende Energie nicht unerheblich. So beträgt beispielsweise die Heizenergie bei 4 Röhren 14 Volt × 17,2 Ampere = ca. 240 Watt und die Energie für das Anodenfeld ist 4000 Volt × 0.4 Ampere = 1600 Watt. Man erreicht mit dieser Schaltung, welche gemäß der Darstellung insbesondere für größere Wellen inbetracht kommt, die man aber mit einer geringfügigen Schaltungsänderung, indem man nämlich den Kondensator m, welcher bei kleinen Wellen zu klein werden würde, in Fortfall kommen läßt, auch für kleine Wellen benutzen kann, einen Antennenstrom von etwa 9 Ampere bei einem

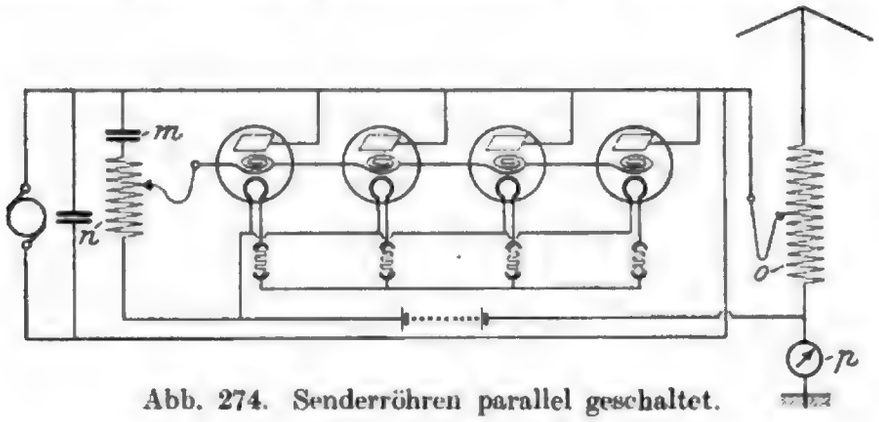


Abb. 274. Senderröhren parallel geschaltet.

Antennenwiderstand von 7 Ohm, also eine Antennenleistung von ca. 570 Watt. Der Gesamtwirkungsgrad ist also

$$\eta_{ges.} = \frac{J_a^2 \cdot w_a}{V_H J_H + V_F \cdot J_F} = \frac{9^2 \cdot 7}{240 + 1600} = 44\,\%.$$

Ein Nachteil der Röhrensender, der sich hauptsächlich bei großen Hochfrequenzenergien geltend machen wird, ist der, daß die Wellenlänge abhängig ist von der Heizung, der Anodenspannung und deren Temperatur. Außerdem ist es nicht ganz einfach, die sehr große Verlustenergie durch Luftkühlung abzuführen. Es scheint daher wahrscheinlich, daß man für große Senderenergien auf andere Röhrenformen z. B. solche mit Edelgasfüllung übergehen wird.

t) Eigenschaften, Vorteile und Nachteile der Röhrensender.

Vorteile: Noch mit erheblich einfacheren Mitteln als dies mit dem Lichtbogengenerator möglich ist, gewährleistet der Röhrensender die Herstellung vollkommen kontinuierlicher und ungedämpfter elektrischer Schwingungen. Selbst wenn man auf größere Sendeenergie übergeht, kommt man mit sehr kleinen und leichten elektrischen Schwingungskreis- und Kopplungs- und Antennenabstimmelementen aus. Die hierdurch für den Empfänger erzielbaren Vorteile bezüglich Selektivität, Akkummulierung der Empfangsenergie usw. sind gegenüber fast allen anderen Sendern sehr erheblich. Die Störungsmöglichkeit anderer Stationen ist wesentlich reduziert.

Die Sendeenergie ist steigerbar, wenn für die Heizquelle und das Anodenfeld Maschinenspeisung (z. B. Wechselstrombetrieb mit Gleichrichtern) benutzt wird. Wenn auch die großen Leistungen der Lichtbogen- und Maschinensender noch nicht herstellbar sind, so können doch schon heute mit einer Röhre bis zu etwa 2 KW., ev. sogar bis zu 5 KW. Hochfrequenzenergie hergestellt werden. Durch Parallelschaltung mehrerer Röhren ist zur Zeit ca. 10 KW. Antennenenergie erzielbar, was für mittlere Reichweiten im allgemeinen ausreicht.

Der Sender ist vollkommen einwellig. Störende Oberschwingungen treten bei Sekundär- oder Tertiärkreisanordnung nicht auf, oder aber es kann deren Intensität praktisch meist gering gehalten werden.

Die Wellenlänge ist konstant zu halten bei entsprechender Schaltung des Senders und einwandsfreier fabrikatorischer Ausführung. Allerdings muß die Antenne gut montiert sein, so daß die Drähte keine mechanischen Schwingungen ausführen können, wodurch Kapazitätsänderungen und somit Wellenschwankungen hervorgerufen werden können.

Eine kontinuierliche Wellenvariation von den kleinsten bis zu den größten Wellenlängen, welche den technischen Wechselstromfrequenzen entsprechen, ist ohne irgend welche Umstände oder nennenswerte technische Schwierigkeiten möglich. Dabei können Wellenlängen erzielt werden, praktisch bis zu etwa 5 m herab, welche sonst nur mit Funkensendern spezieller Ausführung und alsdann auch nur unter besonders günstigen Umständen zu erreichen waren. Diese Möglichkeit der raschen Wellenvariation, welche der Röhrensender nur mit dem Lichtbogensender gemeinsam hat, wird namentlich in Zukunft von größter Wichtigkeit sein, wo man sich infolge Zusammendrängens zahlreicher Stationen auf einen kleinen Raum, durch möglichst verschiedene Wellenlängen gegenseitig freimachen muß.

Trotzdem kann die Senderenergie in bequemster Weise auf verschiedene Art reguliert werden, ohne daß dadurch die Schwingungsgüte beeinträchtigt wird, was insbesondere von Vorteil für nahbeieinander befindliche Stationen ist (z. B. Schiffe im Geschwaderverband oder Hafen, Radiokleinstationen im Stellungskriege).

Bezüglich Betriebsbereitschaft besitzt der Röhrensender Vorteile gegenüber nahezu allen anderen Sendesystemem. Höchstens weist ein kleiner Funkensender, welcher mit aus einer Akkumulatorenbatterie entnommenem und durch Hammerunterbrecher zerhacktem Gleichstrom gespeist wird, eine sofortige Betriebsbereitschaft bei Niederdrücken der Taste auf, wenn die Funkenstrecke und die Wellenlänge richtig einreguliert sind. Bei allen anderen Sendern muß, soweit sie auf Ionenleitung beruhen, erst eine ionisierte, bzw. wasserstoffhaltige Atmosphäre im Entladeraum hergestellt werden und es müssen Maschinen anlaufen, was z. B. bei größeren Hochfrequenzmaschinenanlagen bis zu einigen Minuten beansprucht, sofern man nicht während des Empfanges es überhaupt vorzieht, die Antriebs-, bzw. Hochfrequenzmaschine laufen zu lassen.

Alle diese die sofortige Betriebsbereitschaft mehr oder weniger ausschließenden Bedingungen kommen beim Röhrensender in Fortfall. Die Energie für das Anodenfeld wird entweder einer Trockenbatterie oder einer Akkumulatorenbatterie (bewegliche Stationen) entnommen, oder es wird direkt der Strom aus einem Leitungsnetz benutzt (feste Stationen).

Für den Heizstrom gibt bisher vollkommen einwandsfreie Resultate nur die Speisung aus einer Akkumulatorenbatterie, oder aber man benutzt eine Maschine mit höherer Spannung, von welcher ein Teilbetrag für die Fadenheizung abgezweigt wird. Wenn letzteres auch für feste Stationen von Vorteil sein kann, so wird man gerade auch hier am Akkumulatorenstrom um so mehr festhalten, als das Gewicht und der Raumbedarf meist keine Rolle spielen.

Die Inbetriebsetzung des Röhrensenders bei fest eingestellter Welle ist die denkbar einfachste. Durch Einlegen des Schalters, welcher eventuell mit der Taste direkt verbunden werden kann, ist der Röhrensender sofort betriebsbereit, selbstverständlich unter der Voraussetzung, daß die Energie für das Hilfsfeld und für die Fadenheizung während der Sendepause konstant geblieben ist.

Ein wesentlicher Vorzug der Röhrensender besteht darin, daß beim Tasten die Pausen in einfachtser Weise zwischen dem Telegraphie zeichen ohne Energieausstrahlung verlaufen. Der Tastbetrieb spielt sich also zwischen Vollast und Leerlauf ab, so daß mit einer erheblichen Energieersparnis z. B. gegenüber Lichtbogensendern gerechnet werden kann.

Digitized by Google

Ein in manchen Fällen inbetracht kommender Vorzug besteht darin, daß man ohne weiteres dem Hochfrequenzstrom eine Audionfrequenz überlagern kann, so daß der Röhrensender tönend, z. B. im musikalischen Tonbereich senden kann.

Ein tönender Schwebungsempfang, welcher erst auf der Empfangsseite hergestellt wird, was nach heutigen Erkenntnissen unter allen Umständen das Vorteilhafteste ist, ist nicht nur in einfachster Weise möglich, sondern auch mit derselben Röhre zu erzielen, welche einerseits zum Senden, andererseits zum Schwebungsempfang, Verstärken und als Detektor dient.

Außer dieser Universalität, welche die Röhre besitzt, und die sich, um es nochmals zu sagen, als Sender, Suchempfänger, Sekundärempfänger, Schwebungsempfänger und Verstärker und häufig auch als Gegensprecheinrichtung anwenden läßt, ist dieselbe Einrichtung auch als Telephonsender zu benutzen, wobei man in die Senderapparatur lediglich ein Mikrophon einzuschalten braucht. Bedingung für die einwellige Strahlung eines Röhrensenders ist allerdings, daß die Antenne eine geringe Rückwirkung ausübt. Dieses ist auch wesentlich für die einmal vorhandene Eichung in Wellenlängen.

Die Beanspruchung der Antennenisolation ist dieselbe günstige wie bei den Lichtbogensendern. Es müssen jedoch auch hier, insbesondere in den Masten, Pardunen, Abspannungen usw. alle Verluste, welche durch Hysteresis, parasitäre Ströme, Wirbelströme usw. hervorgerufen werden könnten, peinlichst vermieden werden, da sonst dauernd mehr oder weniger große Energieverluste entstehen.

Bei Bemessung der Isolation ist darauf zu achten, daß dieselbe, wie bei den Lichtbogensendern, nicht nur auf Hochspannung, sondern vielmehr auch dauernd auf Hochfrequenz beansprucht wird. Infolge der absoluten Kontinuität der Schwingungen ist indessen die günstigste Ausnutzung der Antenne gewährleistet.

Infolge Ungedämpftheit der Schwingungen der hiermit verbundenen großen Abstimmschärfe und der oben erwähnten leichten Möglichkeit, die Senderenergie bequem regulieren und reduzieren zu können, kommen bei Masseneinsatz im Kriege, namentlich auf kleinen Frontabschnitten, wo viele Stationen hart beieinander verwendet werden müssen, nur Röhrenstationen in Frage.

Wenn auch der Wirkungsgrad der Röhrenstation einschließlich des für Heizzwecke und für das Hilfsfeld notwendigen Energie nicht allzu günstig ist, so kommt dieser Umstand doch nicht als ausschlaggebend gegenüber der sehr vorteilhaften Schwingungsübertragung vom Sender bis zum Empfänger hin inbetracht.

Gegenüber diesen sehr wesentlichen Vorteilen sind einige Nachteile beim Röhrensender bemerkenswert:

Die in ein Glasgefäß eingeschmolzenen Röhrenelektroden sind infolge der immerhin bei Glas stets vorhandenen Zerbrechlichkeit, namentlich für alle beweglichen und leicht transportablen Zwecke mißlich und erfordern einen sehr sorgfältigen Einbau. Man muß jedoch anerkennen, daß durch zweckmäßige Formgebung, relativ geringe Massen der im Innern eingebauten Elektroden usw. die Zerbrechlichkeitsgefahr auf ein Minimum herabgesetzt ist, so daß es heute schon möglich ist, Röhren auch dort zu verwenden, wo etwa die größten Beanspruchungen auftreten, nämlich: bei der Landung von Flugzeugstationen. Die Röhre kann ferner bei schon geringer Überbeanspruchung, z. B. geringer Überheizung leicht zerstört werden.

Röhren für sehr große Energien sind wenigstens bisher nicht ganz leicht herstellbar, sind relativ teuer und haben eine begrenzte Brenndauer (ca. 250 Brennstunden oder noch weniger). Ferner besitzen Röhren für große Energien sehr erhebliche Abmessungen im Aufbau. Eine Röhre für ca. 5 KW. Hochfrequenzenergie wird z. B. 100 cm hoch.

Gegenüber dem Lichtbogensender besitzen die Röhrensender, insbesondere solche für große Energien, den Nachteil der Abhängigkeit von der Heizung, der Anodenspannung und der Anodentemperatur. Ferner ist die auftretende große Verlustwärme durch Luftkühlung nicht einfach fortzuschaffen.

Als ein Nachteil der Röhrensender muß es daher angesehen werden, daß es bisher meist nicht gelungen ist, in einheitlicher Weise genau einander gleiche Röhren herzustellen, was erforderlich wäre, wenn man ein Auswechseln der Röhren verschiedener Typen gegeneinander vornehmen wollte.

Bei Funken- oder Lichtbogensendern spielt der Austausch des Generators bekanntlich keine wesentliche Rolle. Bei Röhrensendern ist man bei induktiver Schaltung, welche praktisch im allgemeinen nur inbetracht kommt, genötigt, die äquivalente Röhrenkapazität auszuwechseln oder wenigstens zu verstellen und auch in der Apparatur, beispielsweise in der Selbstinduktionsspule, mit welcher die Röhre gekoppelt ist, Veränderungen der Leitungsanschlüsse vorzunehmen, was mindestens einen Zeitverlust bedeutet. Die Auswechselung der Röhren ist aber mit Rücksicht auf ihre Lebensdauer wesentlich.

Sofern nicht besonders günstige Schaltungen benutzt und sorgfältige Konstruktion und Fabrikation ausgeführt werden, wird am Röhrensender häufig noch eine Welleninkonstanz beobachtet, welche seine Beliebtheit immerhin in Frage stellen kann.

Ähnliches gilt für die Kapazitätsempfindlichkeit des Röhrensenders. Bei manchen Schaltungen, bzw. wenig sorgfältiger Konstruktion und Ausführung kann die Kapazitätsempfindlichkeit so groß sein, daß bereits die dem Apparat genäherte oder von einem Handgriff fortgezogene Hand eine vollkommene Verstimmung des Senders herbeiführen kann.

Unter allen Umständen ist eine vorzügliche Isolation, insbesondere des Schwingungskreiskondensators erforderlich, welche sich unter besonders ungünstigen Umständen nicht immer vollkommen erhalten läßt (z. B. nasse Gräben bei Schützengrabenausführungen, Schwitzwasser bei Tauchbootsstationen).

Nachteilig ist beim Röhrensender der Umstand, daß sich derselbe nicht so leicht bedienen läßt, z. B. als ein tönender Funkensender, und daß er unter allen Umständen mehr Sachkenntnis und Einarbeitung verlangt als ein Funkengerät.

Auf gut eingearbeitetes Personal ist insbesondere bei Benutzung von kleinen Wellenlängen größter Wert zu legen, da sonst beim tönenden Schwebungsempfang infolge der außerordentlich scharfen Abstimmung leicht der Fall eintreten kann, daß der Empfänger den fernen Sender überhaupt nicht mehr findet. Jedenfalls ist es notwendig, daß man insbesondere bei kleinen Wellenlängen auf die Schwingungsgüte besonders achtet und dementsprechende Vorsichtsmaßnahmen trifft.

Als allerdings ziemlich vermeidbarer Nachteil kann auch bei solchen Stationen, die starken Vibrationen ausgesetzt sind, wie z. B. Flugzeugstationen, der Umstand aufgefaßt werden, daß das mechanische Schwingen von einzelnen Leitungen, Kondensatorplatten oder dergleichen, selbst wenn es relativ sehr gering ist, insbesondere beim Senden den eintönigen Schwingungseffekt stark beeinträchtigen kann, oder aber, daß durch das mechanische Schwingen dieser Teile eine Art unerwünschter Trillerton im Empfänger erzeugt wird.

Der vielleicht wesentlichste Nachteil des Röhrensenders, welcher sich nur unter besonders günstigen Verhältnissen und bei sorgfältigster Schaltungsanordnung und konstruktiver Ausführung der Sendeanordnung und auch dann nur bis zu einem gewissen Grade verringern läßt, ist die Ausbildung von Oberschwingungen.

Dieser Übelstand tritt sogar dann noch in die Erscheinung, wenn mit Überlagerungsempfang gearbeitet wird, also die Amplitude gegenüber Sendezwecken außerordentlich reduziert ist. Selbst dann noch können die von dem Empfänger

ausgestrahlten Senderoberschwingungen so erheblich sein, daß nicht nur in unmittelbarer Umgebung des Empfängers, sondern auch auf größere Entfernungen von ihm, die auf die betreffenden Wellen abgestimmten Stationen beeinträchtigt, in externen Fällen sogar lahmgelegt werden.

Als Übelstand des Röhrengerätes muß auch die verlangte außerordentlich gute Isolation angesehen werden. Sobald infolge von Feuchtigkeitsspuren dieselbe nicht ausreicht, ist das Einsetzen von Schwingungen ausgeschlossen. Wenngleich die Isolationsforderung auch bei Funken- und Lichtbogensendern vorhanden ist, so ist sie bei den Röhrengeräten doch besonders kritisch, aus welchem Grunde man zweckmäßig die Röhrengeräte so baut, daß mit den Röhren die Leitungsführung usw. ausgeheizt und somit getrocknet wird. Ist dieses nicht möglich, so sind besondere Ausheizvorrichtungen vorzusehen.

Der Gesamtwirkungsgrad des Röhrensenders ist infolge der Heizbatterie und der für das Hilfsfeld erforderlichen Energie nicht allzu günstig. Der elektrische Wirkungsgrad ist zwar besser aber immer noch gering (bei mittleren Verhältnissen ca. 25%). Gegenüber den sonstigen Vorteilen, insbesondere der ganz außerordentlich günstigen Reichweite spielt aber dieser schlechtere Wirkungsgrad keine Rolle.

f) Ungedämpfte Schwingungen mittels Funkensendern.

α) Prinzipielle Schwierigkeiten.

Die Bemühungen, auch mittels Funkensendern ungedämpfte Schwingungen möglichst kontinuierlicher Form zu erzeugen, sind selbstverständlich alt und wurden bereits im vorstehenden erwähnt. Solange man nur mit den alten Marconischen oder gekoppelten Sendern mit relativ langer Funkenstrecke arbeitete, mußten naturgemäß alle Versuche schon an der erforderlichen langen Entionisierungszeit der Funkenstrecke scheitern.

Sobald man indessen wirklich eine genügend hohe Anzahl von Funkenentladungen im Primärkreise erzeugen kann, so daß ungedämpfte Schwingungen im Sekundärsystem erzielt werden können, sind alsdann immer noch die weiteren großen Schwierigkeiten vorhanden, die Schwingungen im Sekundärsystem phasengleich einsetzen zu lassen, da sich sonst wenigstens ein Teil der Schwingungen entgegenwirken würde, unter anderem nur eine schlechte Tonerzeugung möglich wäre und weiterhin noch die Schwierigkeit zu überwinden sein würde, die Schwingungskreiskapazität rechtzeitig aufzuladen, da man diese nicht gleichzeitig laden und entladen kann. Um letzteren Punkt gleich vorwegzunehmen, ist dieses nur dadurch möglich geworden, daß man die Schwingungskreiskapazität in eine der benutzten Kreiszahl entsprechende Anzahl Einzelkondensatoren unterteilte, also indem man mindestens zwei, wenn nicht noch mehr Kondensatorkreise für die Entladungen benutzte.

In neuester Zeit ist es sogar auf mehrere voneinander verschiedene Weisen gelungen, kontinuierliche Schwingungen mit nahezu konstanten Amplituden unter Anwendung von Funkensendern zu erzeugen, wozu besondere Kunstgriffe erforderlich waren.

Es ist aber zu beachten, daß bereits die unter b α) beschriebene Anordnung von Marconi, Lichtbogenschwingungen mittels rasch rotierender Metallscheiben herzustellen (siehe auch Abb. 217, S. 218) als Einrichtung aufgefaßt werden kann, ungedämpfte Schwingungen mittels Funkensendern herzustellen. Hierzu ist es nämlich nur erforderlich, die Abb. 217 mit den Abb. 275 und 277 zu vergleichen. Es zeigt sich alsdann, daß der von den Metallscheiben *a b c* mechanisch bewirkte Entladungsvorgang bei den Mehrfachfunkenstreckenkreisanordnungen von Galletti und der späteren Anordnung von Marconi elektrisch eingeleitet

Digitized by Google

wird, indem hierbei nacheinander durch entsprechende Dimensionierung der Kreisgrößen die Schwingungskomplexe erzeugt werden.

β) Mehrfachfunkenstreckenkreisanordnung von R. C. Galletti.

Bereits 1910 wurde von R. C. Galletti unter Verwendung von gewöhnlichen Funkenstrecken eine Anordnung angegeben, welche es ermöglichen sollte, in einem Sekundärsystem, wie z. B. einer Antenne kontinuierliche oder wenigstens nahezu kontinuierliche Wellenzüge hervorzurufen.

Das Anordnungsschema zeigt Abb. 275 in einer Ausführung für drei Funkenstreckenkreise. *a* ist eine Hochspannungs-Gleichstrommaschine, welche eine Spannung von mindestens ca. 10000 Volt erzeugen soll. *b* ist die Kopplungsspule für das Sekundärsystem, *c* ist der Hauptschwingungskondensator, dessen eine Belegung direkt an die Hochspannungsmaschine *a* gelegt ist, während dessen andere Belegung durch kurze Zwischenleitungen direkt mit den Belegungen der anderen Kondensatoren *f i* und *m* verbunden ist. *e h* und *k* sind Ladewiderstände, zweckmäßig Selbstinduktionsspulen voneinander gleicher Größe, eventuell in Kombination mit Ohmschen Widerständen. *d g* und *l* sind Funkenstrecken. Die Kondensatoren *f i* und *m* sollen ebenfalls möglichst gleich groß sein. Der Hauptkondensator *c* soll gegenüber den Einzelkondensatorgrößen von *f i* und *m* nicht allzu groß sein.

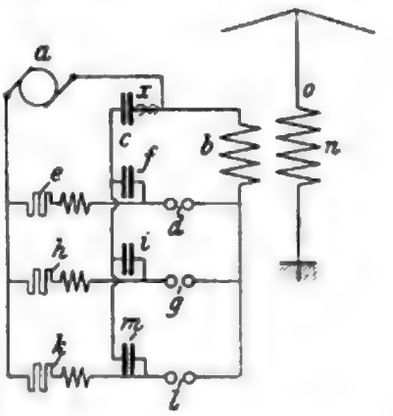


Abb. 275. Mehrfachfunkenstreckenkreisanordnung von R. C. Galletti.

n ist die sekundäre Kopplungsspule, welche z. B. in die Antenne *o* eingeschaltet ist.

Die für den Schwingungsverlauf inbetracht kommenden Primärkreise sind hierbei *c b d f*, *c b g i*, *c b l m*. Es ist hieraus ersichtlich, daß der Kondensator *c* sämtlichen Schwingungskreisen gemeinsam ist.

Es könnten noch mehr Funkenstreckenkreise vorgesehen sein und hängt deren Anzahl nur von dem gewünschten Energiebetrage im Sekundärsystem, von der Lösch- und Entionisationswirkung der Funkenstrecken usw. ab. Je mehr Kreise vorgesehen sind, um so geringer wird jede Funkenstrecke belastet, bzw. um so größere Energien können mit der Anordnung umgesetzt werden.

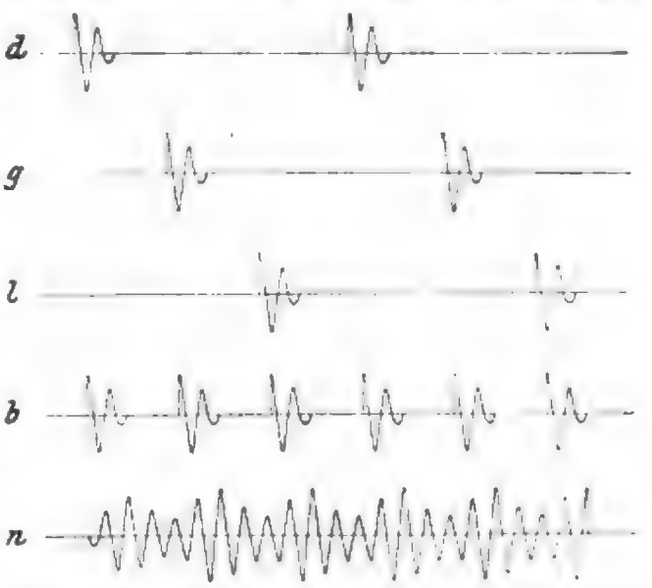


Abb. 276. Schwingungsbild in den einzelnen Kreisen bei der Anordnung von Galletti.

Der mittels dieser Anordnung zu erzielende Effekt, welcher für ein Beispiel schematisch in Abb. 276 wiedergegeben ist, ist demnach folgender:

Der gemeinsame Kondensator *c* wird im Gegensatze zu den Kondensatoren der einzelnen Schwingungskreise *f i* und *m* gleichzeitig geladen, während die Kondensatoren der Einzelschwingungskreise *f i* und *m* immer nur durch den zugehörigen Widerstand *e h* und *k* geladen werden. Infolge der Verteilung des Ladestroms auf die drei Kondensatoren erfolgt die Ladung wesentlich langsamer.

Hierdurch wird bewirkt, daß der Funkenübergang in den Funkenstrecken der einzelnen Kreise nicht gleichzeitig stattfinden kann, sondern in einer gewissen Reihenfolge, die im wesentlichen nur dadurch bedingt wird, wie lange der mit der betreffenden Funkenstrecke in Verbindung stehende Kondensator geladen worden ist.

Für das sich ergebende Bild des Schwingungsverlaufes in der Antennenspule *n* (5. Reihe (*n*) von Abb. 276) ist also die Größe der einzelnen Kondensatoren, insbesondere aber des Hauptkondensators *c* maßgebend, welcher, wie schon bemerkt, nicht zu groß gewählt werden darf, damit die Entladungen nacheinander über alle Funkenstrecken stattfinden. Die Reihenfolge der Funkenübergänge in den primären Kreisen reguliert sich automatisch ein, so daß die Funkenübergänge aufeinanderfolgend stattfinden, was z. B. mittels einer in die Antenne *o* eingeschalteten Beobachtungsfunkenstrecke nachgewiesen werden konnte. Die sich ergebende Funkenfrequenz richtet sich nach der Anzahl der Entladungskomplexe. Dieses erklärt sich dadurch, daß die Potentialdifferenz an jeder Funkenstrecke eine Summe der Spannung des Kondensators *c* und der mit der betreffenden Funkenstrecke verbundenen Kapazität ist.

Bei der in Abb. 275 dargestellten Schaltung kann z. B. der Funke in der Funkenstrecke *d* zuerst einsetzen, und es wird alsdann der hier überspringende Funke verhindern, daß in den anderen Funkenstrecken *g* und *l* Funkenübergänge stattfinden, weil in jedem Augenblick die Potentialdifferenz an irgend einer der Funkenstrecken gleich der Summe der Potentialdifferenz der darüber geschalteten Kondensatoren ist. Der bei *d* überspringende Funke hebt, wenn auch nicht die ganze Potentialdifferenz von *f* auf, so doch wenigstens den größten Teil, und hierbei hat die Potentialdifferenz des Kondensators die Größe $c + f$. Dieser Spannungsabfall verteilt sich nach einem bestimmten Verhältnis zwischen *c* und *f*. Das Überspringen des Funkens in *d* verursacht daher einen Spannungsabfall von *c* und demzufolge auch ein Abnehmen der Potentialdifferenzen in *g* und *l*, so daß in diesen Funkenstrecken zunächst keine Funken übergehen können.

Sobald jedoch bei *d* der Funke übergegangen ist, wird der Kondensator *c* sehr schnell über die drei parallel geschalteten Widerstände *e h k* wieder geladen, während der Kondensator *f* über den Widerstand *e* allein weit langsamer geladen wird. Die Kondensatoren *i* und *m* sind nicht entladen worden, und daher wird nun entweder bei *g* oder bei *l* ein Funke überspringen, sobald die Spannung des Kondensators *c* soviel zugenommen hat, daß sie zusammen mit der Potentialdifferenz des Kondensators *i* oder *m* die Entladespannung von beispielsweise 20 000 Volt erreicht hat.

Dieses Funkenspiel wiederholt sich nun für die anderen Funkenstrecken *g* und *l* in entsprechender Weise.

Durch Wahl der elektrischen Größen, insbesondere der Kondensatoren können die Wellenzüge von Abb. 276 so aufeinanderfolgend gestaltet werden, daß zwischen Anfang und Ende von je zwei aufeinander folgenden primären Wellenzügen ein bestimmtes Zeitintervall vorhanden ist. Es können aber die Verhältnisse auch so getroffen sein, daß die einzelnen Wellenzüge sich überlappen, und daß alsdann vollkommen kontinuierliche Schwingungen erzeugt werden. Um dieses betriebssicher und konphas zu erreichen, hat Galletti noch eine besondere, in Abb. 275 punktiert dargestellte Funkenstrecke *x* angeordnet. Solange die Entladungen über die Funkenstrecke *d g l* stattfinden, wird auch die Funkenstrecke *x* überbrückt. Finden hingegen keine Entladungen mehr statt, so ergibt sich, obwohl der Widerstand der Strecke *x* gering gegenüber demjenigen der Strecke *d g l* sein soll, daß trotz der in *x* sich ansammelnden statischen Elektrizitätsmengen durch den direkt durch die Speiseleitung kommenden Strom, welcher die kleinen Kapazitäten von *x* in sehr kurzer Zeit zu

einer solchen Spannung bringt, daß in ihr eine Entladung stattfinden muß, diese nicht über x ihren Verlauf nimmt, sondern über eine der Funkenstrecken $d\ g\ l$. Der Grund liegt darin, daß die freie Platte der Kapazität c und der Funkenstreckenelektroden von x vom anderen Pol der Maschine isoliert ist, solange eine Gleichstromhochspannungsmaschine a Anwendung findet. Infolgedessen kann kein merklicher Zeitintervall zwischen zwei primären Wellenzügen entstehen, da sonst die Isolierung der Funkenstrecken nicht ausreichen und in diesen ein Entladungsvorgang stattfinden würde.

γ) Marconis Anordnung mit mehreren Kondensatorkreisen und rotierender Funkenstrecke (ohne Hilfszündung).

Eine Anordnung von Marconi (1913) zur Erzeugung kontinuierlicher Schwingungen aus Gleichstrom, welche der Schaltung von Galletti fast vollkommen entspricht, gibt Abb. 277 schematisch wieder. Wie aus der Abbildung ersichtlich, ist eine Anzahl von verschiedenen Stromkreisen erforderlich, von denen jeder eine Entladestrecke, einen Kondensator, mit welchem z. B. der

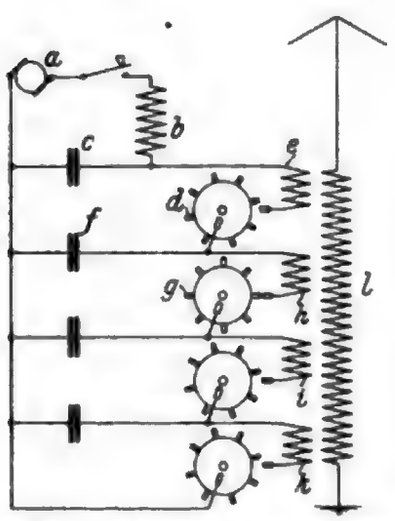


Abb. 277. Marconis Anordnung mit mehreren Kondensatorkreisen und rotierender Funkenstrecke (ohne Hilfszündung).

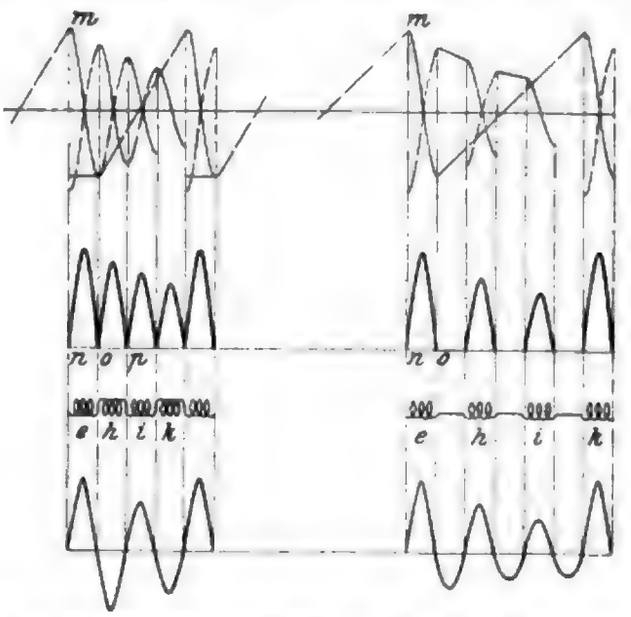


Abb. 278. Schwingungsbild bei der Marconianordnung.

nächste Stromkreis angekoppelt wird, und eine Selbstinduktionsspule enthält, mit der die gemeinsame Selbstinduktionsspule der Antenne gekoppelt sein kann.

Mindestens zwei elektrisch hintereinander geschaltete Stromkreise sind erforderlich. Marconi wendet aber im allgemeinen wohl mehr Kreise an.

Die Abgleichung der einzelnen Größen geschieht nun offenbar in der Weise, daß sich für die Aufladung der Kondensatoren und die Ausbildung der Schwingungen in den Funkenstreckenkreisen und in der Antenne Diagramme ergeben, wie diese je nach Wahl der elektrischen Konstanten der Funkenstreckenkreise und dem Wicklungssinn der Selbstinduktionsspulen in Abb. 278 entweder links oder rechts dargestellt sind.

Die Gleichstrommaschine a ladet über die Selbstinduktionsspule b den Kondensator c bis auf doppelte Maschinenspannung. Die Größe der Selbstinduktionsspule b muß so bemessen werden, daß die gesamten nun weiter erfolgenden elektrischen Vorgänge nur so lange Zeit in Anspruch nehmen, bis der Kondensator c von neuem aufgeladen ist.

In der außerordentlich rasch rotierenden, auf einen sehr geringen Elektrodenabstand eingestellten ersten Funkenstrecke *d*, welche mit allen weiteren Funkenstrecken unter Zwischenschaltung von Isolationsstücken auf einer gemeinsamen Welle angeordnet ist, erfolgt der Übergang nach bewirkter Aufladung des Kondensators *c*, was also den Punkten *m* und *n* von Abb. 278 (links und rechts) entspricht. Infolge der raschen Elektrodenrotation wird nunmehr wenigstens bei mittleren und großen Wellen im Kreise *c e d f* eine einmalige halbperiodige Schwingung *n o* erzielt.

Das Spiel der Aufladung des nächstfolgenden Kondensators *f* folgt darauf, wobei zu berücksichtigen ist, daß im ersten Kreise ein gewisser Energiebetrag verbraucht worden ist, so daß die in den Funkenstreckenkreisen erzielten Schwingungen gedämpft sind, und es wird bei Entladung dieses Kondensators über die nächstfolgende Funkenstrecke *g* eine nächste halbperiodige Schwingung *o p* erzeugt (in Abb. 278 nur links). Es folgen so viele Entladungen hintereinander, als Kreise vorhanden sind.

Damit diese Schwingungen in der Antenne als kontinuierliche Schwingungen zur Geltung kommen, ist auf einen entsprechenden Wicklungssinn der Kopplungsspule *e h i k* mit der Antennenspule *l* Rücksicht zu nehmen.

Es können vier und selbst mehr Kondensatoren angewendet werden. Sind die Primärwicklungen abwechselnd in entgegengesetzter Richtung gewickelt (Abb. 278 links), so muß erstens eine gerade Anzahl Kondensatoren vorgesehen sein, und außerdem müssen die Zwischenräume zwischen den Überbrückungen der Stromkreise so gewählt werden, daß die Erregung des Luftleiters bei jeder halben Periode stattfindet, wobei dann der Luftleiter abwechselnd in der einen und anderen Richtung erregt wird und Schwingungen ausführt, welche mit der natürlichen Periode der elektrischen Schwingung des Luftleiters zusammenfallen. Wäre nämlich bei entgegengesetzter Wicklungsrichtung der Primärwicklungen die Anzahl der Kondensatoren ungerade, so würde die erste Primärwicklung im gleichen Sinne wirken wie die letzte; der von ihr ausgeübte Impuls wäre somit den Schwingungen im Luftleiter entgegengerichtet, und das erstrebte Ziel der Erzeugung ununterbrochener Schwingungen könnte somit nicht erreicht werden.

Die Primärwicklungen können aber auch sämtlich in gleichem Sinne verlaufen (Abb. 278 rechts), in welchem Falle die Zwischenräume zwischen den Überbrückungen der Stromkreise so gewählt werden müssen, daß der Luftleiter bei jeder vollen Periode oder synchron mit seiner natürlichen Schwingungsperiode erregt wird. In diesem Falle ist man nicht an eine gerade Zahl von Kondensatoren gebunden.

δ) Marconis Anordnung mit mehreren Kondensatorkreisen, rotierender Funkenstrecke und Zündfunkenstrecke (Hilfszündung). Taktfunkenerzeugung.

Offenbar hat sich bei der geschilderten Einrichtung der häufig bei Funkensendern beobachtete Übelstand gleichfalls bemerkbar gemacht, daß die Entladungen nicht genügend regelmäßig einsetzten.

Um dieses zu beheben, hat die Marconigesellschaft (1914), ähnlich wie dieses unter anderen auch schon Galletti vorgeschlagen hatte, eine Zündvorrichtung vorgesehen, um die Zeitfolge der Entladungen mittels derselben genau einregulieren zu können.

Hierzu wird in jeden Entladestromkreis außer der Hauptfunkenstrecke noch eine Löschwirkung besitzende Funkenstrecke mit Hilfskondensatoren derart eingeschaltet, daß das normale Arbeitspotential in der Hauptfunkenstrecke keinen Funkenübergang ergibt, sondern daß dieser erst stattfindet,

nachdem eine Ionisierung durch den Zündfunken erfolgt ist. Da es bei entsprechender Ausbildung der Zündfunkenstrecke, bzw. desjenigen Systems, welchem diese angehört, möglich ist, die Zündfunken z. B. infolge des genau definierten Elektrodenabstandes und der Vermeidung von Zufälligkeiten bei der Entladung sehr präzise einsetzen zu lassen, kann der Entladungsvorgang in der Hauptentladestrecke hierdurch allerdings bestimmt werden.

Man kann es offenbar dann dahinbringen, daß man einen Schwingungsverlauf gemäß Abb. 279 erhält, d. h. daß man durch die in den einzelnen Kreisen erzeugten gedämpften Schwingungsgruppen durch gleichphasiges Einsetzen derselben, bzw. im Antennenkreise tatsächlich kontinuierliche und ungedämpfte Schwingungen, ähnlich und eventuell noch günstiger wie bei der Anordnung von Galletti, erhalten kann.

Um die auftretenden Verhältnisse noch besser in der Hand zu haben, verwendet Marconi, nach dem Vorgang von Telefunken, auf besonders kleine Wellen abgeglichene Hilfskreise, in welche die Zündfunkenstrecken eingeschaltet sind.

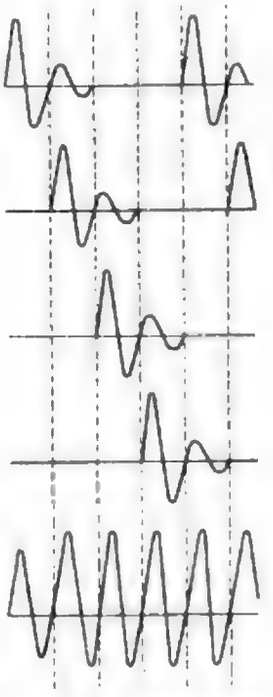


Abb. 279. Schwingungsbild bei der Marconi Anordnung mit mehreren Kondensatorkreisen, rotierender Funkenstrecke und Zündfunkenstrecke.

ε) Gesteuerter Schwebungsstoßsender.

Eine andere Möglichkeit, mittels Funkenentladungen, und zwar mit den Schwebungsstoßsendern, kontinuierliche Schwingungen zu erzeugen, beruht darauf, daß die in der Antenne nach dem Erlöschen der Funkenstrecke schwingende Energie, nachdem die Kondensatoren des Primärkreises wieder aufgeladen sind, zum Steuern des Einsetzens des neuen Entladungsvorganges benutzt wird, damit die dem Luftdraht aufs neue zugeführte Energie phasengleich mit der noch im Luftdraht befindlichen Energie einsetzt.

ζ) Unsymmetrische Funkenstrecke von L. Chaffee.

Schließlich möge noch erwähnt werden, daß es auch mittels einer unsymmetrischen Funkenstrecke L. Chaffee (1913) unter Benutzung sehr häufiger idealer Stoßschwingungen gelungen zu sein scheint, kontinuierliche, und zum Teil auch ungedämpfte Schwingungen herzustellen. Seine prinzipielle Anordnung war bereits beim idealen Stoßsender diskutiert worden und entspricht etwa der Abb. 225. Die Funkenstrecke besteht hierbei aus Aluminium (Kathode) und einem anderen Metall (z. B. Kupfer oder Silber) als Anode. Als Zwischendielektrikum dient feuchter Wasserstoff.

Offenbar ist es möglich, mittels einer derartigen Anordnung, genau so wie dies Simon und Reich mittels der Quecksilberdampflampe schon 1903 beschrieben haben, im Primärkreise eine Anzahl von Stößen konstanter Amplitude hervorzurufen. Läßt man diese Stöße nun auf ein Sekundärsystem einwirken, welches nicht auf die Welle des primären (Stoß-)Kreises, sondern vielmehr auf eine drei bis achtmal kleinere Welle abgestimmt ist, so findet man nach Chaffee, daß unter gewissen Bedingungen kontinuierliche Schwingungen erzeugt werden, und zwar ist das Wesentliche seiner Untersuchungen, daß die Stöße des Primärkreises durch eine entsprechende Rückwirkung des Sekundärkreises auf ihn immer in Phase eintreffen. Der Sekundärkreis schwingt

in der Zeit zwischen den einzelnen Stößen des Primärkreises mit seiner Eigendämpfung aus. Man mag hierbei ein Bild erhalten, wie dies Abb. 280 in I für den Fall darstellt, daß das Sekundärsystem bei jeder Periode angestoßen wird, in II, daß das Sekundärsystem sich bis zu einem gewissen Betrage, und zwar in einer ganzen Anzahl von Schwingungen ausschwingt, und daß dann erst, und zwar wieder in Phase, ein neuer Energiestoß vom Primärsystem erzeugt wird. Die Einsatzpunkte n der Schwingungen des anstoßenden Kreises werden hierbei also durch die Rückwirkung der Schwingungen des Sekundärkreises auf den Primärkreis bestimmt. Das Ausschwingen des Sekundärkreises erfolgt

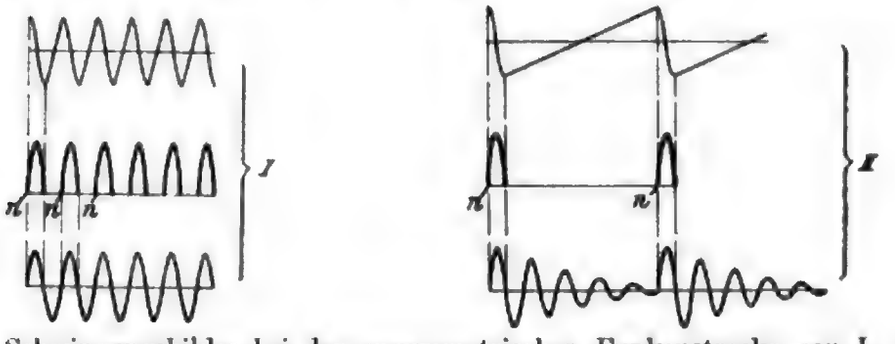


Abb. 280. Schwingungsbilder bei der unsymmetrischen Funkenstrecke von L. Chaffee.

alsdann gemäß seiner Eigendämpfung (unterstes Bild). Wenn man die Verhältnisse so wählt, daß die Stöße des Primärkreises in jeder zweiten Periode kommen, wird man ungedämpfte Schwingungen im Sekundärsystem (I) erhalten können.

Um Maximalenergie zu erhalten, welche allerdings bei der Chaffeeschen Anordnung nur recht gering war (ca. 45 Watt), muß man die Primärstoßstärke entsprechend einregulieren und die Größe der Stoßkreiskapazität und Selbstinduktion richtig wählen.

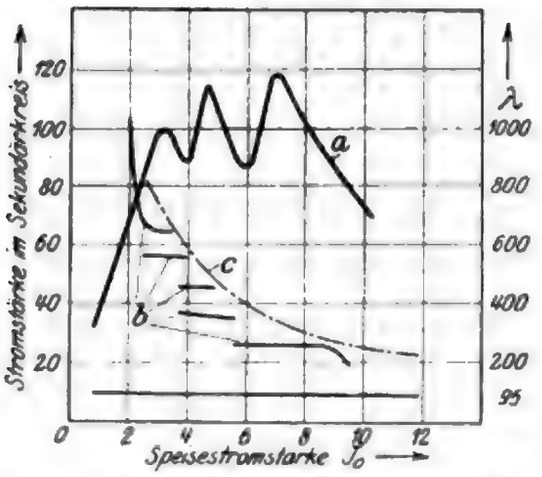


Abb. 281. Abhängigkeit der Stromstärke im Sekundärkreis von der Speisestromstärke bei der Anordnung von Chaffee.

In welcher Weise die Verhältnisse in einem Spezialfall voneinander abhängig waren, wenn man für die Primärstromstärke J_0 nacheinander verschiedene Werte wählt, zeigt Abb. 281. Die Wellenlänge des Sekundärkreises war 95 m.

Durch die Kurve c ist die Wellenlänge dargestellt, welche der Stoßkreis bei abgeschaltetem Sekundärkreise besitzt. Mit zunehmendem Ladestrom sinkt die Wellenlänge von 800 m bis auf 225 m, wobei proportional die Anzahl der primären Stöße wächst. Diese Kurve ist eine Hyperbel, und es geht infolgedessen hieraus hervor, daß die Ladefrequenz der Primärstromstärke J_0 proportional ist, das heißt mit anderen Worten, daß ebensoviele primäre Stromstöße erhalten werden als Entladungen in der Entladestrecke stattfinden.

Sobald man jedoch den Primärkreis auf den Sekundärkreis wirken läßt, ändert sich das Bild sofort. Die Kurve c löst sich alsdann in die einzelnen Kurvenstücke *b* auf; das bedeutet, daß die primären Stöße nicht mehr willkürlich übergehen, sondern daß vielmehr der Übergang zu ganz bestimmten Zeitpunkten vom Sekundärsystem aus gesteuert wird. Die Kurvenstücke repräsentieren die Wellenlängenwerte 3×95 m bis 7×95 m. d. h. nach 3, bzw. nach 7 sekundären Schwingungen erfolgt eine neue primäre Entladung.

Digitized by Google

Ein Kurz- u. Erdfeld gibt die Schwankung von ungeerdetem, Kabel bei einer Erdung der Schwankung des Potentials eines Leiters. Auf Messung des Kurz- u. Erdfeldes beruht das Verfahren von Petersen, Meyer & Wolff, Elektrotechn. Zeitschr. 1917, S. 109. Verfahren nicht neu; gemäß Stoll, Elektrot. Zeitschr. 1918, S. 109, Verfahren schon 1913 von Stoll angegeben. Vgl. auch Petersen, Elektrotechn. Zeitschr. 1918, S. 109.

Die Anordnung der Meßgeräte ist aus Abb. 1 ersichtlich.

Diese Anordnung ist nicht neu, sondern bereits bekannt. Siehe Stoll, a. a. O. Figure. Ferner Petersen, Meyer & Wolff, Elektrotechn. Zeitschr. 1917, S. 109. Die Messung des Kurzfeldes ist nicht notwendig, sondern kann durch Messung des Erdfeldes ersetzt werden. Vgl. Stoll, a. a. O. Bei Messung des Kurzfeldes ist Kurzschluß des Netzes notwendig. Vgl. Petersen, Meyer & Wolff, Elektrotechn. Zeitschr. 1917, S. 109.

2. Resultierende Schwankung. Die Schwankung des Potentials eines Leiters gegen Erde ist die resultierende Schwankung, die durch Überlagerung der Schwankungen der einzelnen Leiter entsteht. Vgl. Stoll, a. a. O. Figure. Ferner Petersen, Meyer & Wolff, Elektrotechn. Zeitschr. 1917, S. 109.

3. Resultierende Schwankung ungeerdeter Anlagen. Es ist $E_1 = E_2 = E_3$ und $\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = 0$. Daraus folgt, daß die resultierende Schwankung ungeerdeter Anlagen gleich Null ist. Vgl. Stoll, a. a. O. Figure. Ferner Petersen, Meyer & Wolff, Elektrotechn. Zeitschr. 1917, S. 109. Vgl. auch Petersen, Elektrotechn. Zeitschr. 1918, S. 109.

Wirklich ungeerdet kann es nicht sein, sondern Unterschiede sind vorhanden. Vgl. Petersen, Elektrotechn. Zeitschr. 1918, S. 109. Diese Unterschiede sind aber so gering, daß sie praktisch nicht in Betracht kommen. Vgl. Petersen, Elektrotechn. Zeitschr. 1918, S. 109.

4. Resultierende Schwankung geerdeter Anlagen. Es ist $E_1 = E_2 = E_3$ und $\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = 0$. Daraus folgt, daß die resultierende Schwankung geerdeter Anlagen gleich Null ist. Vgl. Stoll, a. a. O. Figure. Ferner Petersen, Meyer & Wolff, Elektrotechn. Zeitschr. 1917, S. 109. Vgl. auch Petersen, Elektrotechn. Zeitschr. 1918, S. 109.

Wirklich geerdet kann es nicht sein, sondern Unterschiede sind vorhanden. Vgl. Petersen, Elektrotechn. Zeitschr. 1918, S. 109. Diese Unterschiede sind aber so gering, daß sie praktisch nicht in Betracht kommen. Vgl. Petersen, Elektrotechn. Zeitschr. 1918, S. 109.

5. Resultierende Schwankung isolierter Anlagen. Es ist $E_1 = E_2 = E_3$ und $\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = 0$. Daraus folgt, daß die resultierende Schwankung isolierter Anlagen gleich Null ist. Vgl. Stoll, a. a. O. Figure. Ferner Petersen, Meyer & Wolff, Elektrotechn. Zeitschr. 1917, S. 109. Vgl. auch Petersen, Elektrotechn. Zeitschr. 1918, S. 109.

Wirklich isoliert kann es nicht sein, sondern Unterschiede sind vorhanden. Vgl. Petersen, Elektrotechn. Zeitschr. 1918, S. 109. Diese Unterschiede sind aber so gering, daß sie praktisch nicht in Betracht kommen. Vgl. Petersen, Elektrotechn. Zeitschr. 1918, S. 109.

Hierin bedeutet: n die Tourenzahl pro Minute,
p die Anzahl der Pole.

Setzt man nun für ν die in der drahtlosen Telegraphie üblichen sehr großen Zahlen ein, so folgt daraus, daß sowohl n als auch p sehr groß gewählt werden müssen.

Trotz dieser auf den ersten Blick nahezu unüberwindlichen Schwierigkeiten ist nicht nur von den verschiedensten Forschern, sondern auch schon recht frühzeitig, und bevor es eine eigentliche drahtlose Telegraphie gab, versucht worden, derartige Hochfrequenzmaschinen zu bauen.

Die Möglichkeit, hochfrequente Schwingungen zu erzeugen, ist durch Maschinen der Induktortype in den Bereich der Möglichkeit gerückt. Im Gegensatz zu gewöhnlichen Gleich- oder Wechselstrommaschinen, bei welchen die EMK durch Änderung der Kraftlinienzahl infolge Relativbewegung eines magnetischen Feldes gegenüber einer Wicklung erzeugt wird, beruhen die Maschinen nach der Induktortype darauf, daß die Permeabilität auf dem Kraftlinienwege, welche die Wicklung umfassen, eine Änderung erfährt. Dies kann z. B. dadurch bewirkt werden, daß ein Weicheisenstück an den bewickelten Magnetpolen vorbeibewegt wird. Bei Annäherung, bzw. Entfernung des Weicheisenstückes wird die Magnetisierung in den bewickelten Magnetpolen verstärkt, bzw. geschwächt, und es entsteht infolgedessen in der Wicklung ein in seiner Richtung wechselnder Strom. Dieses ist für jeden Pol der Fall. Man erhält daher eine der Polzahl und Umdrehungsgeschwindigkeit entsprechende hohe Frequenz. Dieselbe ist doppelt so groß als bei Maschinen, bei welchen die Wicklung der Polpaare für den Effekt maßgebend ist.

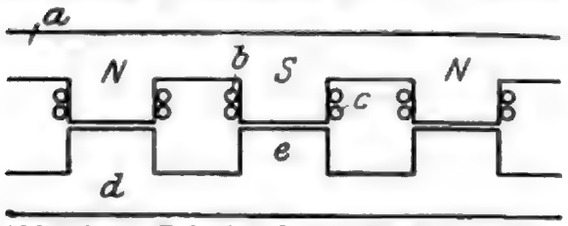


Abb. 283. Prinzip der Induktormaschine. (Wechselpoltype.)

Durch die Benutzung des Induktorprinzipes hat man den Vorteil, daß sowohl das induzierende wie das induzierte System sich vollkommen in Ruhe befinden kann, während, wie eben erwähnt, die Permeabilitätsänderung allein durch Vorbeibewegung eines unbewickelten Polrades (Induktors) erfolgt.

Das Prinzip der Induktormaschine ist in Abb. 283 wiedergegeben. Es bezeichnet hierin a den Stator, welcher abwechselnd Nord- und Südpole N und S besitzen möge (Wechselpoltype). Die Anordnung kann auch so getroffen sein, daß die gleichnamigen Pole nach der gleichen Seite zu liegen. Man hat alsdann die sogenannte Gleichpoltype. Auf die Pole sei die Erregerwicklung b und die den induzierten Wechselstrom führende Wicklung c aufgebracht. d ist der Rotor, dessen Zähne e an den Polen N und S vorbeibewegt werden, wodurch die Permeabilität und somit die Kraftlinienänderung bewirkt wird, und wodurch in der Wicklung c eine EMK induziert wird. Im allgemeinen benutzt man diese Wechsel-EMK, während man im Gegenteil bemüht ist, die in der Erregerwicklung b hervorgerufenen Induktionen abzudrosseln, was beispielsweise durch eingeschaltete Drosselspulen oder dergleichen bewirkt wird.

Für die Frequenz des in der Wicklung c induzierten Stromes gilt wieder der obige Ausdruck

$$\nu = \frac{n}{60} \cdot \frac{p}{2}.$$

Da der Rotor e keine Wicklung trägt, vielmehr aus einem Material bestehen kann, welches aus dem vollen ausgefräst ist, ist es klar, daß man mit der Periodenzahl, welche mit einer derartigen Maschine zu erzeugen ist, verhältnismäßig

Digitized by Google

hoch hinauf gehen kann. Immerhin sind die hohen Frequenzen, welche in der drahtlosen Telegraphie gebraucht werden, mit einer solchen Anordnung nicht ohne weiteres zu erzielen. Es bedarf vielmehr hierzu noch besonderer Kunstgriffe.

Bei jeder maschinellen Anordnung zur Erzeugung von Hochfrequenzschwingungen werden außer der Grundschwingung (Nutzfrequenz) noch kürzere und längere Oberwellen erzeugt. Für den Verkehr mit anderen bzw. von Nachbarstationen sind die kürzeren Oberschwingungen besonders störend, da ihre Amplitude meist ziemlich groß ist. Durch besondere Schaltungsanordnungen (Filterkreise) muß man versuchen, die Oberschwingungen tunlichst herabzudrücken, was auch im allgemeinen nicht allzu schwer möglich ist.

β) Maschinentabelle.

In nachstehender Tabelle sind aus der großen Zahl derartiger Versuchsmaschinen einige herausgegriffen, welche insbesondere der früheren Zeit angehören, und welche sich bereits den praktischen Bedürfnissen näherten. Indessen ist bei kaum einer dieser Konstruktionen eine wirkliche Betriebssicherheit bei nennenswerter Energie und den hier inbetracht kommenden sehr hohen Frequenzen vorhanden. Eigentliche Hochfrequenzmaschinen sind im übrigen die unter Nummer 8 und 13 angegebenen, während alle übrigen richtiger nur als

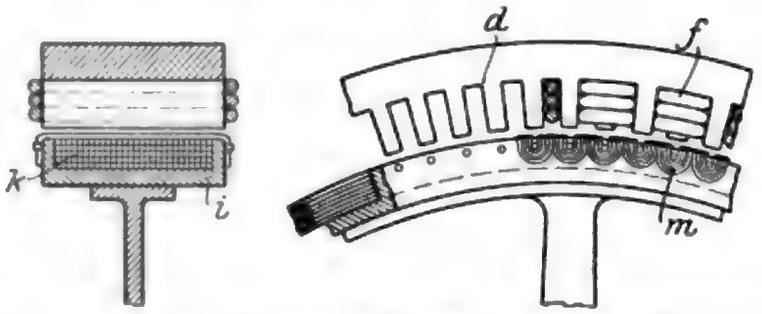


Abb. 284. Teslasche Maschinenkonstruktionen nach dem „Wechselpolprinzip".

Mittelfrequenzmaschinen zu bezeichnen sind. Zur Erklärung der Nomenklatur möge dienen, daß als Hochfrequenzmaschine (Maschine für Radiofrequenzen) nur eine solche angesehen werden soll, welche über $3 \cdot 10^4 = 30\,000$ Perioden aufweist, was einer Wellenlänge von 10 000 m entspricht.

Die meisten der in der Tabelle und in der nachfolgenden Beschreibung unter *a*) wiedergegebenen Anordnungen stellen, soweit sie überhaupt nennenswerte Frequenzsteigerungen ergeben, Anwendungen des Induktortyps dar. Eine Ausnahme bilden die Kondensatormaschine von Fessenden (S. 288), die Asynchronwechselstrommaschinenanordnung von Rüdenberg und die Maschine mit Ankerunterteilung von Voßnack

γ) Ältere Hochfrequenzinduktormaschine von N. Tesla nach dem Wechselpoltyp (Tabelle Nr. 1).

Mit das größte Interesse verdienen unter diesen Maschinenkonstruktionen die Anordnungen von N. Tesla, welcher sich auch auf diesem Gebiete als einer der ersten, wenn nicht als der erste schon vor 1894 bemüht hat, sowohl Hochfrequenzmaschinen auf elektromagnetischem Prinzip beruhend, als auch Kondensator-Hochfrequenzmaschinen, mithin solche, bei denen die elektrische Feldintensität ausgenutzt wird, zu bauen.

Eine der ersten Teslaschen Konstruktionen nach dem „Wechselpolprinzip" gibt Abb. 284 wieder (siehe Tabelle Nr. 1). Die Stromabnahme vom Rotor erfolgte mittels Schleifringen.

Lfd.Nr.	Name	Gebaut	Type	Touren-zahl	Um-fangs-geschw.	Fre-quenz	Leistung	Literatur-angaben
1	Nikola Tesla		Wechselpolmaschine mit 375—400 (384) Außenpolen, Feld- und Ankerwicklung in Zickzackform. Anker aus Eisendraht, Riemenantrieb. Polbreite = 1,6 mm, Nutenbreite = 4,5 mm.	ca. 1600 pro Minute	209 m/sec	5100	100 Volt 10 Amp. 1000 Watt	Electr., Engin. New York 1889. Bd. XI, S. 338. Beschr. u. Abb. s. S. 275.
2	Nikola Tesla		Gleichpolmaschine (Ferranti-Type) mit rotierender Ankerwicklung zwischen den je 480 Polvorsprüngen der stationären Feldmagneten. Der Anker ist auf einer Scheibe mit zickzackförmigen Einschnitten aufgewickelt bzw. besteht aus einer Zickzackscheibe. Riemenantrieb.	2500 pro Minute	—	15000		The Electr. Engin. vom 18. März 1891. Beschr. u. Abb. s. S. 278.
3	Elihu Thomson	Im Mechanical Laboratory of Thomson Houston Electr.-Co.	Induktortype. Zwei feststehende Feldspulen in Eisenrahmen, umgeben vom drehenden Anker. 50 Pole = 50 Wechsel pro Umdrehung. Induktorpole zentraler Riemenantrieb.	5000 pro Minute	150 m/sec	4165	1000 Volt 1 Amp. 1000 Watt	
4	C. P. Steinmetz	Von The General Electr.-Co. Birmingham Univ.	Bewegter Einphasenanker. Riemenantrieb oder Induktionsmotor.	3750 pro Minute	310 m/sec	10000	100 Volt 20 Amp. 2000 Watt	
5	Lodge	Von C. A. Parsons & Co.	Bewegliches Feld mit radialen Polen. Die Ankerspulen sind auf den nach innen zeigenden Zähnen eines unterteilten Ringes gewickelt, Antrieb erfolgt durch einen auf gleicher Welle sitzenden Elektromotor.	6000 pro Minute	250 m/sec	3000	112 Volt 3,2 Amp. 360 Watt	—
6	Sir D. Salomons	Von Pyke & Harris	Feld und Anker, beide in entgegengesetzter Richtung rotierend. Jederseits 174 Polpaare. Der antreibende Motor bildet einen Teil des Generators. Zickzackwicklung der Drähte auf den Polen.	Anker: 1500 pro Minute Feld: 1500 pro Min.	79 m/sec	8700	200 Volt 1 Amp. 200 Watt	The Journal of Electr. Engineer 1892, Bd. XXL, S. 709.
7	Ewing, Cambridge University	Von C. A. Parsons & Co.	Scheibenförmiger Feldmagnet, der durch eine Dampfturbine angetrieben wird.	12000 pro Minute	600 m/sec	14000	100 Volt 5 Amp. 500 Watt	The Electrician 1892, S. 65.

Digitized by Google

8	Central Technical College London	Von Lehrern (Duddell) und Studenten d. Central Technical College London	Induktortype, 2 Maschinen, einmal Magnetrad mit 30 Zähnen und einmal mit 204 Zähnen. Beide Maschinen haben Riemenantrieb.	30000 und 35400	310 und 366 m/sec	15000 120000 und	22 Volt 0,25 Amp. 5,5 Watt u. 2,0 Volt 0,1 Amp. 0,20 Watt	—
9	M. Wien, Aachen, Induktormasch. der A.E.G.	—	Wechselstrom-Sirene. Rotierendes Magnetrad. Feststehende Induktionsanker mit 2 Spulen, direkter Antrieb durch Elektromotor.	2040 pro Minute	185 m/sec	8500 (b. Res. d. 2. Harm. eine Frequ. von 17000)	20 Volt 0,2 Amp. 4 Watt	Wiedemanns Ann. 1901, Bd. 4, S. 425. Beschr. u. Abb. s. S. 278.
10	Dolezalek (Siemens & Halske)		Induktortype. Feststehender, durch Gleichstrom erregter Hufeisenmagnet, in dem durch ein vorbeirotierendes, stark unterteiltes und zahnradartiges Magnetrad magnetische Schwankungen erzeugt werden. Auf den zugespitzten Polschuhen befinden sich Spulen, in denen der Wechselstrom induziert wird. Der Antrieb erfolgt durch direkt gekuppelten Motor.			1000	15 Watt	Nachrichten von Siemens & Halske vom 28. Januar 1904. Beschr. u. Abb. s. S. 279.
11	M. Leblanc	Von The Westinghouse-Co.	Induktortype. Magnetrad mit 200 Polen, welches direkt mit einem Motor gekuppelt ist.	3000 pro Minute	327 m/sec	10000	2000 Watt	The American Instit. of Electr. Engin. 1904, S. 405 u. 416
12	Thury		Induktortype. Magnetrad direkt mit einem Elektromotor gekuppelt.	3000 pro Minute	—	10000	200 Volt 8 Amp. 1600 Watt	L'Eclair Electr. 1904, S. 65
13	W. Duddell		Induktortype. Magnetrad von 6 cm Durchmesser aus unterteiltem Eisen mit 30 Zähnen, rotiert konzentrisch in einem Magnetring mit 2 nach innen zeigenden spitzen Polschuhen (Luftspalt $^1/_{10}$ mm). Auf dem Magnetring befindet sich die induzierte Spule. Das Magnetrad macht 1000 Umdrehungen in der Sekunde. Umfangsgeschwindigkeit 188 m/sek. Der Antrieb erfolgt durch einen Elektromotor unter Zwischenschaltung einer sinnreichen Scheibentransmission. Als Übertragungsglied dient $^1/_4$" Gummiband. Leistung sehr gering.	60000 pro Minute	188 m/sec	maximal 120000	bei 100000 Perioden-sek. 2 Volt 0,1 Amp. Leerlaufspannung von 3,6 Volt	Phil. Mag. 9. 1905, S. 299/309.

Digitized by Google

Ein ringförmiger Magnetrahmen war mit einer großen Anzahl von Polen *d* versehen, welche naturgemäß nur eine sehr geringe Größe haben konnten (ca. 1,6 mm Breite). In die Polzwischenräume war ein isolierter Leiter *f* zickzackförmig gewickelt. Die Polstücke *d* erhalten hierdurch eine ständig wechselnde Polarität (Wechselpoltype).

Der Anker bestand aus einem Speichenrad *i*, welches trogartig ausgedreht war. In die trogartige Vertiefung war mehrlagig dünner ausgeglühter Eisendraht *k* hineingewickelt, der als Kern für die Ankerwicklung *m* diente. Diese bestand aus einzelnen Spulen, die hintereinander geschaltet waren, und deren Enden durch die hohl gebohrte Maschinenwelle zu den Schleifringen geführt wurden.

Tesla wies bereits damals daraufhin, daß man den Luftabstand zwischen Rotor und Stator so klein als irgend möglich machen müsse, um nur mit einem möglichst geringen Streuungsverlust rechnen zu können. Wie wichtig gerade diese Erkenntnis ist, geht aus den weiter unten stehenden Ausführungen, insbesondere aus II, Abb. 854, die Fessenden-Alexanderson-Maschine betreffend, hervor.

δ) Gleichpolmaschine von N. Tesla (Tabelle Nr. 2).

Bei einer anderen Maschine von Tesla nach dem „Gleichpoltyp" (siehe Tabelle Nr. 2) standen alle stromführenden Teile der Maschine fest, während der Magnetfeldkörper (Induktor) rotierte.

Die Konstruktion, welche Abb. 285 im Schnitt wiedergibt, läßt erkennen, daß keine Schleifringe vorhanden sind. Der Anker *d* ist scheibenförmig ausgeführt und wird aus einem flachen zickzackförmigen Kupferband äußerst geringer Breite gebildet, welches z. B. mittels einer Säge aus einer Kupferplatte ausgeschnitten werden kann. Die im Innern des Magneten *b* liegende Spule *g* ist durch den Anker mit dem Gehäuse *b* der Maschine verbunden und steht fest. Die Stromzuführung zur Feldspule erfolgt durch zwei benachbarte radiale Teile des Ankers *d*, während sich der Magnetkörper, welcher 480 Vorsprünge und ebensoviele Vertiefungen besitzt, dreht.

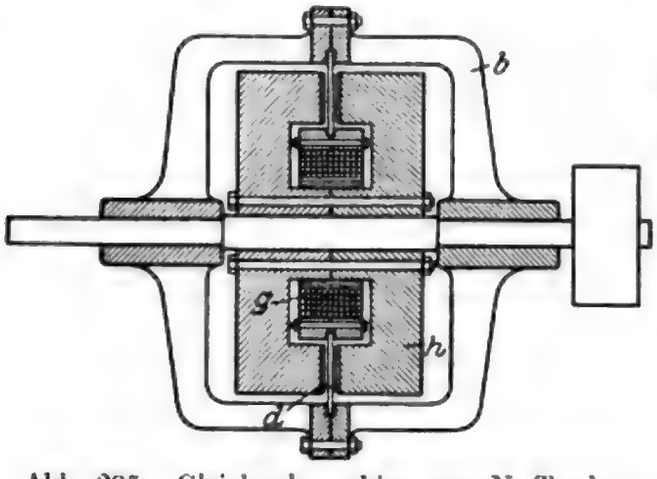


Abb. 285. Gleichpolmaschine von N. Tesla.

Die linke Hälfte der Magnetpole war z. B. nordmagnetisch, die rechte Hälfte südmagnetisch. Die relative Breite der Ankerstäbe (radiale Ankerwicklungsteile) und des Polabstandes ist derart, daß, wenn die radialen Ankerstäbe zwischen den gegenüber stehenden Polen hindurchgehen, mithin an den Stellen, an welchen das Magnetfeld am kräftigsten ist, die dazwischen liegenden radialen Isolationsteile des Ankers sich immer gerade in den breitesten Stellen zwischen den Feldern, also dort, wo das Feld am schwächsten ist, befinden. Die im Anker induzierte EMK und der Strom besitzen einen sinusförmigen Verlauf.

ε) Wechselstromsirene von M. Wien. Induktormaschine der A.E.G. und von Örlikon (Tabelle Nr. 9).

Alle nachfolgenden Induktormaschinen sind diesen Anordnungen von Tesla ähnlich. Hierzu gehören auch die Wechselstromsirene von M. Wien und die

Digitized by Google

Induktormaschine der A. E. G. (siehe Nr. 9 der Tabelle), welche Abb. 286 wiedergibt. Bei diesen Konstruktionen wird gleichfalls der magnetische Widerstand zwischen zwei Magnetspulen dadurch verändert, daß zwischen ihnen ein Eisenstück, bzw. eine Magneteisenscheibe rotiert. Der in der Wicklung *a* fließende Strom erzeugt infolgedessen ein magnetisches Feld, welches kräftig ist, sobald während der Rotation sich ein Polhorn (Eisenstück) zwischen den Spulen *b* und *c* befindet. Sobald darauf ein Spalt folgt, ist das Feld entsprechend schwächer. Auch hier wird durch das periodische Stärker- und Schwächerwerden des Feldes eine sinusförmige oszillatorische E M K und hiermit ein Wellenstrom erzeugt.

Eine gleichfalls ähnliche Induktormaschine ist von der Örlikon Elektrizitäts-Gesellschaft gebaut worden, jedoch mit dem Unterschied, daß die Polhörner nicht zwischen den Magnetspulen hindurch rotieren, sondern an diesen vorbei. Die das magnetische Feld erzeugende Erregerspule ist hierbei zwischen den Spulen angeordnet, in welchen infolge des Wechsels des magnetischen Kraftflusses die oszillatorische E M K induziert wird.

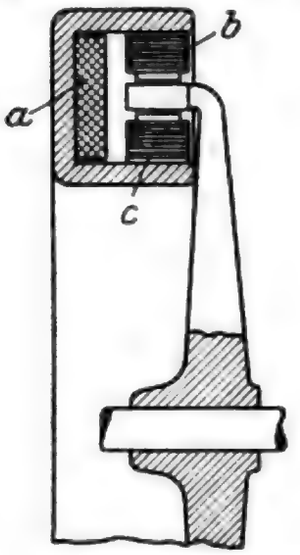


Abb. 286. Induktormaschine nach Tesla, Wien A. E. G. etc.

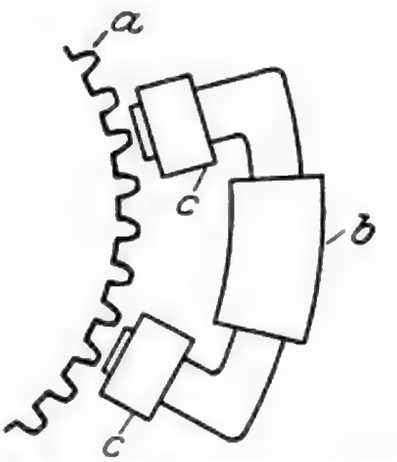


Abb. 287. Induktormaschine von F. Delozalek.

ζ) Induktormaschine von F. Dolezalek (Tabelle Nr. 10).

Die Hochfrequenzmaschine von Dolezalek (Siemens & Halske, A.-G.) siehe Nr. 10 der Tabelle, welche ebenso wie die meisten vorhergehenden und nachfolgenden Maschinen ja eigentlich richtiger als „Mittelfrequenzmaschinen" zu bezeichnen wären, ist in der Bauart ganz ähnlich derjenigen der Induktormaschinen. Ein Stück der Maschine bringt Abb. 287 schematisch zur Darstellung. *a* ist ein Zahnkranz, bestehend aus voneinander isolierten sehr dünnen Eisenblechen, *b* ist eine Gleichstrom-Erregerspule, *c* sind die Mittelfrequenz führenden Spulen, in denen bei der Rotation von *a* die oszillatorische E M K erzeugt wird.

η) Hochfrequenzmaschinen nach dem Induktortyp von R. A. Fessenden und Alexanderson (K. Schmidt).

Auch Fessenden hat versucht, Hochfrequenzmaschinen nach dem Induktorprinzip zu bauen, zeitlich nachdem er es offenbar vergeblich unternommen hatte, den gewünschten Effekt auf elektrostatischem Wege (siehe unten unter *μ*, S. 283) zu erzielen.

Bei seiner für viele nachfolgenden Konstruktionen vorbildlich gewordenen Induktormaschine besaß der Rotor bei 12 Zoll Durchmesser 43 Spulen. Bei

Digitized by Google

dem ähnlich ausgebildeten Stator waren 600 Spulen vorgesehen, von denen jede zwei Wicklungen aufwies. Fessenden hat angeblich mit dieser Maschine 5 Ampere Hochfrequenzstrom erhalten bei einem Belastungswiderstand von 6 Ohm. Die Maschine soll bei 81 700 Wechseln ca. 1 KW geleistet haben.

Bekanntlich ist es Fessenden zusammen mit Alexanderson von der General Electric Company in den Jahren von 1904 bis 1906 gelungen, eine wirkliche „Hochfrequenzmaschine" nach dem Induktorprinzip herzustellen. Auf diese Maschine, bei welcher 100 000 Perioden in der Sekunde bei einer Zahnzahl von 300 erzielt wurden, wurde bereits in Kapitel I, S. 50 hingewiesen. Abb. 288 zeigt einen schematischen Schnitt durch die Maschine.

Die Erregung erfolgt mittels einer um die ganze Maschinenperipherie herumreichenden Spule *a*, welche mit Gleichstrom gespeist wird und infolgedessen ein magnetisches Feld erzeugt. Dieses schließt sich durch die aus Eisenblechen bestehenden Kerne *b*, auf welche die den Hochfrequenzstrom führenden Ankerwicklungen *d* und *e* aufgebracht sind. Diese sind in der Abbildung als Spulen dargestellt, in Wirklichkeit aber sind sie, wie bei der obigen Maschine von Tesla, als Wellenwicklung (fortlaufende Wicklung mit einer Windung pro Spule) ausgeführt. Zwischen den Kernen *b* rotiert eine Scheibe gleicher Festigkeit, welche am Rande beiderseits mit Zähnen (z. B. 300 Zähnen) versehen war. Sobald nun das mit Zähnen versehene Rad rotiert, gehen die Kraftlinien zwischen den Kernen entweder zwischen den Zähnen über und finden auf diese Weise einen sehr geringen magnetischen Widerstand, oder sie gehen zwischen den Zahnlücken über und finden alsdann einen entsprechend höheren magnetischen Widerstand (variable Permeabilität). Der hierdurch erzeugte Induktionsfluß in der Ankerwicklung *b c* erfährt infolgedessen auch bei dieser Anordnung eine periodische Variation, und es wird eine oszillatorische E M K induziert. Die Periodenzahl derselben ist lediglich von dem Produkt aus Zahnzahl und der sekundlichen Umdrehungszahl der Zahnscheibe abhängig.

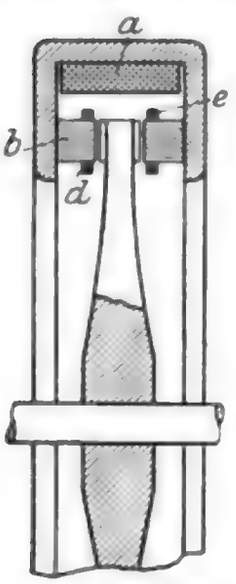


Abb. 288. Hochfrequenzmaschine nach dem Induktortyp.

Zur Induktortype von Fessenden-Alexanderson, allerdings im Verein mit einem von Guy für Induktormaschine angegebenen Gedanken des Senkrechtaufeinanderstehens von Gleichstrom- und Wechselstromwicklung (siehe unter *i*, S. 281), gehört eine im übrigen mit völlig anderem Kraftlinienverlauf arbeitende Gleichpolmaschinentype von K. Schmidt (1904), welche zusammen mit einem Vervielfachungstransformatorpaar, Sperr- und Abstimmkreisen die offenbar günstigste Lösung der maschinellen Erzeugung hochfrequenter Schwingungen für drahtlose Telegraphie darstellt.

Das Wesen dieser Maschine ist in II. S. 64 ff., der in der Maschine auftretende Kraftlinienverlauf ebendaselbst besprochen. Die mit der Maschine zusammenarbeitenden Vervielfachungstransformatoren, Sperr- und Abstimmkreise sind in II, Abb 863 bis 865, S. 68 wiedergegeben.

g) Induktormaschine mit unterteilten Polen von Cail-Hermer.

Von Cail-Hermer ist schon 1892 eine verbesserte Induktortype angegeben worden, bei welcher jeder Pol unterteilt ist. Die Anordnung von Rotor und Stator zeigt schematisch Abb. 289. Die Pol- bzw. Zahnteilung und -Breite ist für Rotor und Stator gleichmäßig. Die Periodenzahl ist infolge der Unterteilung, ohne daß die Wicklungszahl der Maschine vermehrt wäre, erheblich vergrößert, und man erhält den Ausdruck

Digitized by Google

$$\nu = \frac{n}{60} \cdot z$$

worin z die Zahnzahl des Rotors bedeutet.

Der Nachteil dieser Maschine besteht in den Kurzschlußströmen, welche in der Erregerwicklung induziert werden. Um dieselben auf ein erträgliches Maß herabzudrücken, müssen sie abgedrosselt werden, was beispielsweise dadurch geschehen kann, daß man in den Erregerstromkreis Drosselspulen einschaltet, welche den Erregungsgleichstrom hindurchlassen, aber dem Wechselstrom einen entsprechenden Widerstand entgegensetzen. Ein nicht zu unterschätzender Nachteil dieser Anordnung ist jedoch der, daß diese Drosselspulen genügend groß sein müssen, unter Umständen sogar in die Größenordnung der Maschine selbst hineinkommen.

Man hat die Anordnung dadurch verbessert, daß man die Zahl der Zähne des Stators verdoppelt hat. Die Zahnteilung zwischen Stator und Rotor nimmt also das Verhältnis 2:1 an. Hierbei ist, wie aus Abb. 290 hervorgeht, die Permeabilität jedes Poles wieder dieselbe wie bisher. Sind die Nuten klein oder

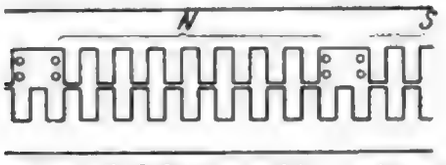


Abb. 289. Induktormaschine mit unterteilten Polen von Cail-Hermer.

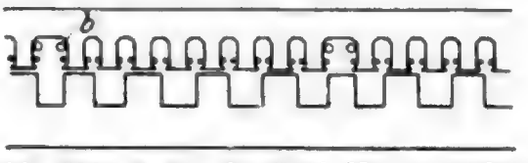


Abb. 290. Stator der Cail-Hermerschen Maschine mit verdoppelter Zähnezahl des Stators.

vollkommen geschlossen, so ist auch in der Mittelstellung des Rotors die Permeabilität konstant. Ist die Nutengröße wesentlich, so können in den Mittelstellungen kleine Permeabilitätsänderungen auftreten.

Die Folge dieser Verbesserungsanordnung ist die, daß in der wieder einen ganzen Pol umfassenden Gleichstromwicklung b keine wesentliche EMK (Kurzschlußstrom) induziert werden kann.

Ein Nachteil dieser mit Bezug auf die Unschädlichmachung der Kurzschlußströme zweifelsohne vorhandene Verbesserung besteht darin, daß eine große Anzahl von Arbeitswicklungen gegenüber der ursprünglichen Anordnung von Cail-Hermer vorhanden ist. Indessen ist dieselbe nicht schwerwiegend, da man Massivdrähte oder grob unterteilte Litzendrähte benutzen kann und die Isolationsbeanspruchung im übrigen keine hohe ist.

Es ist selbstverständlich, daß die Cail-Hermersche Maschine sowohl als Wechselpol — wie als Gleichpoltyp ausgebildet werden kann. Aus fabrikationstechnischen Gründen dürfte der Wechselpoltype der Vorzug zu geben sein (M. Osnos, 1918).

i) Induktormaschine mit senkrecht aufeinanderstehender Gleichstrom- und Wechselstromwicklung von Guy-Osnos.

Bei der Maschine von Guy (1901) wird jeder Einzelpol N und S, siehe Abb. 291, zur Hälfte aus Zähnen größter, zur Hälfte aus Zähnen kleinster Permeabilität gebildet, d. h. die Polteilung ist eine der Abbildung entsprechende ungleichmäßige. Es ist also hierdurch der Vorteil erreicht, daß keine nennenswerten schädlichen Kurzschlußströme in der Gleichstromwicklung b auftreten können. Weiterhin ist aber von Guy die Anbringung der vielen Arbeitswicklungen vermieden dadurch, daß in der Maschine sämtliche Zähne größter Permeabilität eines Erregerpoles zusammengenommen und auf eine Hälfte desselben verteilt, sämtliche Zähne kleinster Permeabilität auf der anderen Hälfte verteilt sind.

Digitized by Google

Infolgedessen können sämtliche Zähne eines Pols von einer einzigen Wechselstromwicklung c umfaßt werden. Im übrigen kann die Zahl der Arbeitswicklungen weiterhin um die Hälfte reduziert werden, so daß man also ebenso viele Gleichstromwicklungen wie Erregerwicklungen besitzt.

Von besonderem Interesse bei der Guyschen Maschine ist die Tatsache, daß die Gleichstromwicklung und Wechselstromwicklung senkrecht aufeinanderstehen, und daß trotzdem eine Induktionswirkung zwischen ihnen erzielt wird, was bei keiner anderen derartigen Maschine der Fall ist.

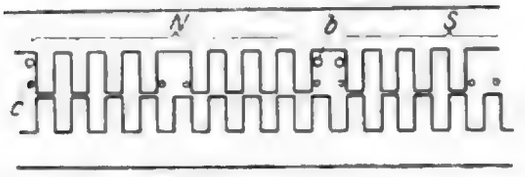


Abb. 291. Induktormaschine mit senkrecht aufeinanderstehender Gleichstrom- und Wechselstromwicklung von Guy-Osnos.

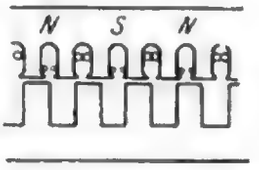


Abb. 292. Induktormaschine von Guy-Osnos mit noch weiterhin verkleinerter Zahnzahl.

Um die Polzahl möglichst zu vergrößern, also die Frequenz tunlichst zu steigern, ist von M. Osnos eine Weiterentwicklung der Guyschen Maschine angegeben worden. Das sich schematisch auf vier Zähne größter und vier Zähne kleiner Permeabilität pro Pol ergebende Bild ist bereits durch Abb. 291 zum Ausdruck gebracht.

Man kann die Zahnzahl noch weiterhin verkleinern, bis schließlich pro Pol ein Zahn größter und ein Zahn kleinster Permeabilität übrig bleibt, so daß schließlich ein Bild gemäß Abb 292 erhalten wird. Auch hier bleibt das Charakteristikum der Guyschen Maschine bestehen, daß die Gleichstrom- und Wechselstromwicklung räumlich senkrecht aufeinanderstehen.

x) Asynchrone Wechselstrommaschine mit Kondensatorkreis von R. Rüdenberg.

Es möge ferner noch eine Anordnung von R. Rüdenberg (1905) erwähnt werden, bei welcher eine synchrone Wechselstromdynamomaschine, welche mit einem Kondensatorkreise verbunden wurde, benutzt ist, und wobei die Dynamomaschine die Eigenschwingung des Kreises dauernd aufrecht erhalten sollte (siehe Abb. 293). Die Maschine wirkt hier also ähnlich wie der Duddell-Poulsen-Lichtbogen. Die an die Antenne abgegebene Energie wird durch die Maschine nachgeliefert.

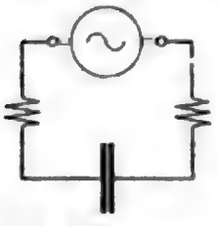


Abb. 293. Asynchrone Wechselstrommaschine mit Kondensatorkreis von R. Rüdenberg.

Um nach Art der sogenannten Repulsionsmotoren die Ankerbürsten kurzschließen zu können, wird Feld und Anker induktiv gekoppelt, wodurch hohe Spannungen in rotierenden Teilen vermieden werden. Hierzu werden die Bürsten aus der magnetischen Zone verdreht.

λ) Maschine mit Ankerunterteilung von E. Voßnack.

Nach einem Vorschlage von E. Voßnack (1905) soll die feststehende Wicklung des Ankers unterteilt werden, und es sollen die Einzelbeträge der Wicklung mit schwingungsfähigen Elementen (Kondensatoren), bzw. Spulen oder Spulen und Kondensatoren in Serie geschaltet werden. Hierdurch soll der Nachteil vermieden werden, daß der scheinbare Widerstand bei hohen Frequenzen unzulässig hoch wird.

Digitized by Google

μ) Kondensatormaschine von R. A. Fessenden.

Von R. A. Fessenden rühren mehrere voneinander verschiedene Hochfrequenzmaschinen her. Bei einer sogen. Kondensatordynamomaschine werden unter Benutzung des elektrostatischen Prinzips ein paar geschlitzte, sich gegeneinander drehende Scheiben benutzt, welche durch ein gut isolierendes Diaphragma voneinander getrennt sind. Die Anordnung entspricht sonst im wesentlichen einer Influenzelektrisiermaschine und kann dazu dienen, wenigstens hohe Schwingungszahlen zu erzeugen.

ν) Erzeugung von Hochfrequenzschwingungen mittels Maschinen und Transformatoren.

Abgesehen von den in den Tabellen Nr. 8 und 13 angegebenen Maschinen liefern alle übrigen Maschinen keine eigentliche Hochfrequenz- sondern vielmehr nur Mittelfrequenzenergie. Die konstruktiven Anordnungen sind hierbei auch nicht derartig, daß etwa durch ein Rascherlaufen der Maschine ohne weiteres Hochfrequenzenergie erzeugt werden könnte. Bei einigen der Maschinenanordnungen ist dieses vielmehr von vornherein prinzipiell ausgeschlossen. Bei anderen würde es durch besondere bauliche Maßnahmen gegebenenfalls erreichbar sein, wie dies im übrigen bei einigen der nachstehenden Verfahren und Anordnungen, welche auf dem Induktorprinzip beruhen, tatsächlich erreicht wurde. Im übrigen ist noch eine Reihe von Einrichtungen bekannt geworden, welche direkt Hochfrequenzenergie liefern können und welche zum Teil bereits Eingang in die drahtlose Praxis gefunden haben.

Auf die Durchbildung dieser Maschinen und Anordnungen mußte und muß um so mehr Wert gelegt werden, als die maschinelle Erzeugung hochfrequenter Schwingungen infolge der Möglichkeit, die Anordnungen für beliebig große Energien zu bauen, in erster Linie berufen ist, für Großstationen, also für große Reichweiten, einen absolut betriebssicheren drahtlosen Verkehr herzustellen.

Das Charakteristikum nahezu sämtlicher Maschinen und Anordnungen zur Erzeugung ungedämpfter Schwingungen besteht darin, daß die Wechselstromkurve künstlich verzerrt wird, und daß die Amplitude einer der vorhandenen Oberschwingungen unter Anwendung des Resonanzprinzips herausgezogen und stark vergrößert wird.

Im übrigen sind bisher sechs voneinander verschiedene Verfahren bekannt geworden, um auf maschinellem Wege, bzw. unter Anwendung von ruhenden Transformatoren kontinuierlichen Wechselstrom hoher Frequenz zu erzeugen. Diesen zum größten Teil bereits erprobten, bzw. in die Praxis eingeführten Verfahren sind noch einige weitere Anordnungen angegliedert, welche mehr oder weniger Aussicht auf Erfolg versprechen.

1. Verfahren: *Induktormaschine von Fessenden-Alexanderson.* Auf diese wurde bereits außer auf S. 50, sowie oben näher eingegangen, da dieser, wenn auch früher nur für geringere Frequenzen gedachte Aufbau bei richtiger konstruktiver Ausbildung, wie z. B. in II, Abb. 852 bis 857, S. 64 ff. beschrieben, für die direkte Erzeugung hochfrequenter Schwingungsenergie in erster Linie inbetracht kommt.

Die Induktormaschine besitzt ebenso wie die Reflexionsmaschine von Goldschmidt gegenüber den Hochfrequenztransformatoranordnungen den großen Vorteil, daß in der Maschine nur lange Wellen auftreten können, und daß entweder Oberschwingungen überhaupt nicht vorhanden sind, oder aber, wenn dieselben auftreten, nur geringe Amplituden besitzen.

Der Nachteil aller Hochfrequenztransformatoranordnungen ist der, daß, wie schon bemerkt, die Oberschwingungen künstlich erzeugt und vergrößert werden,

und daß infolgedessen von der Antenne, auf welche die Oberschwingungen übertragen werden, ein förmliches Wellenspektrum ausgestrahlt wird, wenn man nicht besondere Kunstgriffe anwendet.

Die großen Übelstände, welche die Oberschwingungen in den Telegraphierbetrieb hineinbringen, sind genugsam bekannt und werden sich mit der Zahl der miteinander in Verkehr tretenden Stationen immer weiter vermehren und sich durch die immer weiter getriebene Verstärkung der Schwingungen im Empfänger immer fühlbarer bemerkbar machen. Wendet man beispielsweise für den Empfang die Kombination: Hochfrequenzverstärkung — Audiondetektor — Niederfrequenzverstärkung — Telephon an, also eine Anordnung, welche größte Empfindlichkeit und Lautstärke ergibt, so kann durch die Oberschwingungen des auf elektrischen Schwebungsempfang eingestellten Empfängers einer größeren oder Großstation nicht nur in unmittelbarer Umgebung derselben, sondern auch in weiteren Entfernungen der gesamte drahtlose Verkehr lahmgelegt werden.

2. Verfahren: *Reflexionsmaschine von R. Goldschmidt.* Schaltung der Maschine. Dieser Maschine liegt folgender Gedankengang zugrunde: Wir hatten bereits auf S. 51 ff. und oben auf S. 273 ff. gesehen, daß, selbst wenn man mit der Umfangsgeschwindigkeit eines mit Wicklung versehenen Ankers an die mechanische Grenze und mit der Polteilung an die elektrische Grenze geht, in einer Maschine kaum eine höhere Periodenzahl als etwa 15 000 pro Sekunde erzielt werden kann.

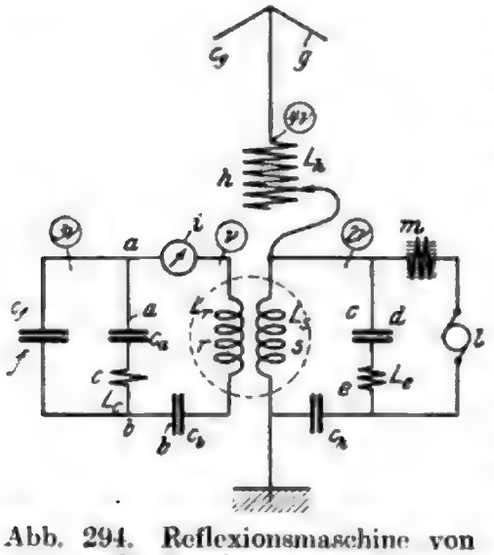


Abb. 294. Reflexionsmaschine von R. Goldschmidt.

Der Strom für die Speisung der Reflexionsmaschine (siehe Abb. 294) kann entweder aus einer Batterie oder aus einer Gleichstrommaschine *l* entnommen werden. In jedem Fall hat man darauf zu sehen, daß zwischen der Gleichstromquelle und der Hochfrequenzmaschine beispielsweise durch eine Drosselspule *m* verhindert wird, daß die Hochfrequenzschwingungsenergie über die Gleichstromquelle fließt.

Man geht nun an die zulässige mechanische Grenzbeanspruchung und erzeugt im Rotor *r* (siehe Abb. 294) einer Reflexionsmaschine bei größtmöglicher Umfangsgeschwindigkeit einen Wechselstrom der Periodenzahl ν, z. B. gleich 15000 Perioden pro Sekunde. Diesen so erzeugten Wechselstrom nimmt man aber an den Klemmen des Rotors nicht ab, sondern schließt ihn vielmehr über die Kondensatoren *a b* und die Selbstinduktion *c* kurz. Diese Kondensatoren und Selbstinduktionen sind so gewählt, daß folgende Bedingungen gelten:

$$(L_r + L_c)\frac{C_a \cdot C_b}{C_a + C_b} = \frac{1}{(2\pi\nu)^2}.$$

Würde die Maschine still stehen, und würde man im Rotor *r* einen Wechselstrom von 15 000 Perioden haben, so würde, wie in jedem Transformator, im Stator ein Wechselstrom gleicher Periodenzahl induziert werden. Da nun aber der Rotor synchron mit der Periode des von ihm erzeugten Wechselstromes rotiert, muß die Periodenzahl der im Stator induzierten EMK doppelt so groß sein, also den Wert 2ν gegenüber der zuerst im Rotor vorhandenen Periodenzahl ν besitzen.

Auch der durch diese elektromotorische Kraft hervorgerufene kontinuierliche Wechselstrom doppelter Frequenz wird beispielsweise nicht aus der Maschine

entnommen, sondern vielmehr über einen Kondensator *d* und eine Selbstinduktion *e* geleitet, wobei die Größen des so gebildeten Kreises folgendem Ausdruck genügen:

$$(L_s + L_e)\, C_d = \frac{1}{(2\pi [2\nu])^2}.$$

Der auf diese Weise erzeugte Wechselstrom, bzw. das hierdurch gebildete Feld ruft nun seinerseits im Rotor wiederum einen kontinuierlichen Wechselstrom dreifacher Periodenzahl 3ν hervor, welcher über eine Kapazität *f* geleitet wird. Für diesen Stromkreis gilt folgender Resonanzausdruck:

$$L_r \cdot \frac{C_b \cdot C_f}{C_b + C_f} = \frac{1}{(2\pi [3\nu])^2}.$$

Der hier erzeugte Strom wirkt nun seinerseits auf den Stator zurück und erzeugt in diesem einen Wechselstrom vierfacher Frequenz 4ν, für welchen die Beziehung besteht:

$$(L_s + L_h) \cdot C_g = \frac{1}{(2\pi [4\nu])^2}.$$

Dieser Strom wird beispielsweise, wie gezeichnet, direkt im Luftleiter einer drahtlosen Station gebildet und nutzbar gemacht.

Das Prinzip dieser Anordnung besteht also darin, daß die Energie zwischen dem Rotor und Stator mehreremal „gespiegelt" wird, bis sie schließlich auf entsprechend höhere Periodenzahl gebracht, in einem Nutzkreise (Antenne) verbraucht wird. Wegen dieser Spiegelung wird die Maschine Reflexionsmaschine genannt. Es ist aber klar, daß diese Energiereflexion nicht ad infinitum fortgesetzt werden kann, da bei jeder Stufe zusätzliche Verluste auftreten. Schon aus diesem Grunde ist mit einer bestimmten Endperiodenzahl zu rechnen. Es kommt aber noch hinzu, daß, je höher die Frequenz ist, die Energieverluste, insbesondere infolge der Wirkung des Eisens (insbesondere Wirbelstromverluste), in immer zunehmenderem Maße anwachsen. Eine öftere Energiereflektion als etwa eine viermalige ist aus Verlustgründen nicht zweckmäßig. Da jedoch die Maschinen im allgemeinen nur für Großstationen inbetracht kommen werden, welche von vornherein mit einer großen Wellenlänge arbeiten, so spielt dieser Nachteil keine besondere Rolle.

Abstimmung der Reflexionsmaschine und der Hochfrequenzkreise. Von Wichtigkeit ist die Abstimmung von Rotor und Stator im Zusammenhang mit den für die jeweiligen Wellenlängen inbetracht kommenden Kreisen. Es ist hierbei zu beachten, daß dieselben möglichst ungedämpft gestaltet werden müssen, da über diese Kreise nicht nur der Strom verläuft, welcher die Nutzfrequenz ergibt, sondern auch noch alle anderen Ströme, welche keine Nutzfrequenz zur Folge haben, verlaufen.

Zweckmäßigerweise wählt man die Schaltungsanordnung gemäß Abb. 294, wobei der Rotor für die Periodenzahl ν außer über den Kondensator C_b noch über den Kondensator C_a und eine Selbstinduktion L_c kurzgeschlossen ist. Es muß hierbei also zwischen den Punkten *a* und *b* für die Periodenzahl ν die Spannung Null vorhanden sein, weshalb man diese Schaltung als „Nullpunktsschaltung" bezeichnet.

Der Antriebsmotor der Maschine wird auf volle Tourenzahl gebracht, und es wird die Kapazität des Kondensators *b* also C_b so lange variiert, bis der Maximalwert am Strommesser *i* abgelesen wird. Es sind alsdann die Resonanzbedingungen erfüllt:

$$2\pi\nu = \frac{1}{\sqrt{C_b L_r}}.$$

Ferner ist

$$2\pi\nu = \frac{1}{\sqrt{C_a L_e}}$$

also

$$2\pi\nu = \frac{C_a + C_b}{C_a C_b (L_r + L_e)}.$$

Wie oben auseinandergesetzt, wird aber der Kurzschlußstrom aus diesem Kreise nicht entnommen, sondern vielmehr auf den Stator „gespiegelt", so daß er in diesem eine E M K doppelter Periodenzahl hervorruft. Die Abgleichung hat nun wiederum in der Weise zu geschehen, daß folgenden Bedingungen Genüge geleistet ist:

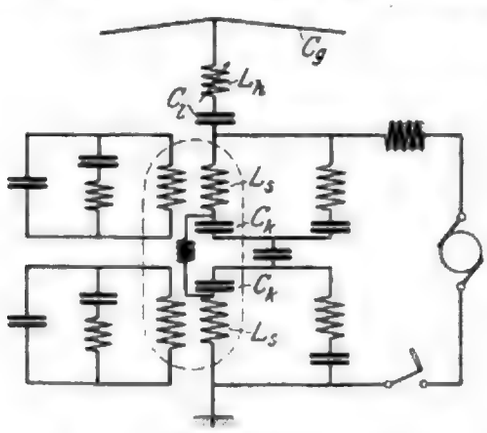


Abb. 295. Praktische Schaltungsanordnung der Reflexionsmaschine.

$$2\pi 2\nu = \frac{1}{\sqrt{C_d L_s}}$$

und

$$2\pi 2\nu = \frac{1}{\sqrt{C_d L_e}}$$

Infolgedessen ist auch hier

$$2\pi 2\nu = \frac{C_d + C_k}{C_d C_k (L_s + L_e)}.$$

Es findet nunmehr die Abgleichung des weiteren Rotorkreises statt. Die Größenordnung für die Dreifachfrequenz 3ν ergibt sich aus

$$2\pi 3\nu = \sqrt{\frac{1}{L_r} \cdot \frac{C_k + C_f}{C_k \cdot C_f}}.$$

Schließlich bleibt noch als vierte Frequenzstufe für die Frequenz 4ν im vorliegenden Fall der Antennenkreis übrig. Die Antennenabstimmung wird solange variiert, bis die Bedingungen erfüllt sind:

$$2\pi 4\nu = \sqrt{\frac{1}{L_h + L_s} \cdot \frac{C_g + C_k}{C_g \cdot C_k}}.$$

Schaltung zur Verringerung der Spannungsdifferenzen in Großmaschinen. Bei Reflexionsmaschinen, welche für große Leistungen gebaut werden, ist es wesentlich, die Spannungsdifferenz der Wicklung gegen den Körper möglichst zu verringern und außerdem die sich unangenehm bemerkbar machende Kapazitätswirkung in der Maschine zu verkleinern. Zu diesem Zweck werden die Wicklungen des Rotors und Stators im weitgehendsten Maße, mindestens zweimal unterteilt, und es sind infolgedessen für jeden Teil besondere Abstimmkreise vorzusehen.

Die Schaltungsanordnung, bei welcher sehr große Kapazitäten und Selbstinduktionen inbetracht kommen, wird infolgedessen verhältnismäßig kompliziert. Abb. 295 gibt ein Bild hiervon. Da mit einer Vervierfachung der Frequenz gearbeitet wurde, mußten vier Schwingungskreise vorgesehen werden, von denen jeder doppelt unterteilt ausgeführt ist.

Die hierfür gültigen Resonanzbedingungen lassen sich ohne weiteres aus den obigen Formeln entnehmen. Man erhält hierbei die Schlußgleichung für die Wahl der Spulen und Kondensatoren:

$$2\pi 4\nu = \sqrt{\frac{C_k + C_l}{C_k \cdot C_l \cdot L_s}}$$

$$2\pi 4\nu = \frac{1}{\sqrt{L_n \cdot C_g}}.$$

Oszillographenaufnahmen. Ein Oszillographenbild der in der Hochfrequenzmaschine bei 10 000 m erzeugten Wechselstromkurve zeigt Abb. 296. Es entspricht im wesentlichen demjenigen von einer Bogenlampe hervorgerufenen.

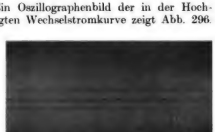
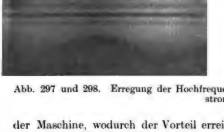


Abb. 296. Oszillographenbild der in der Hochfrequenzmaschine bei 10 000 m λ erzeugten Wechselstromkurve.

Die von der Hochfrequenzmaschine, ebenso wie von den anderen Sendern, welche mit kontinuierlichen Schwingungen arbeiten, erzeugten Zeichen (Morsestriche und Punkte) sind in einem gewöhnlichen mit Kristalldetektor versehenen Empfänger nicht aufzunehmen. Es gelingt bei Benutzung der Hochfrequenzmaschine in einfacher Weise, die ausgesandten Signale hörbar und sogar tönend zu gestalten, indem man entweder die Maschine mit mittelfrequentem Wechselstrom (ca. 500 Perioden) erregt, oder die Maschine in der sogenannten Tonschaltung verwendet. Unter der ersten Bedingung sind die beiden Oszillographenaufnahmen Abb. 297 und Abb. 298 angefertigt worden. Diese gelten im übrigen für nicht allzu scharfe Abstimmung



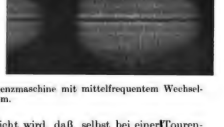


Abb. 297 und 298. Erregung der Hochfrequenzmaschine mit mittelfrequentem Wechselstrom.

der Maschine, wodurch der Vorteil erreicht wird, daß, selbst bei einer Tourenschwankung der Antriebsmaschine innerhalb gewisser Grenzen, die erzeugte Hochfrequenzenergie und Wellenlänge einigermaßen konstant bleiben.

Abb. 299 ist aufgenommen für die Maschine in Tonschaltung mit Gleichstromerregung bei unscharfer Abstimmung.

Bei n-Stufen erhält man mit der Goldschmidtmaschine eine Frequenzsteigerung von $n\nu_1$.

Die bei einer Hochfrequenzmaschinenausführung vorhandenen Wellenlängen sind auf S. 585 wiedergegeben.

3. Verfahren: *Elektrostatische Hochfrequenzmaschine* (*Fessenden-Petersen*). Bereits von R. A. Fessenden ist die oben kurz geschilderte Kondensatordynamomaschine verhältnismäßig frühzeitig für die Erzeugung von Hoch-

Digitized by Google

frequenzschwingungen vorgeschlagen worden. Der Gedanke scheint jedoch damals keine greifbare Gestalt angenommen zu haben, offenbar weil R. A. Fessenden glaubte, mit seiner auf dem Influenzmaschinenprinzip beruhenden Anordnung gegenüber seiner Induktormaschine hinsichtlich der Energieumformung im Nachteil zu sein.

In Fortentwicklung des Fessendenschen Gedankens ist von W. Petersen (1911), unter Benutzung des Energiespiegelungsprinzips, wie bei der Reflexionsmaschine, zwecks Frequenzerhöhung, die nachfolgende Maschine angegeben worden. Die Anwendung beruht gemäß Abb. 300 im folgenden:

Abb. 299. Hochfrequenzmaschine in Tonschaltung mit Gleichstromerregung bei unscharfer Abstimmung.

Die Kapazität des Kondensators c kann periodisch verändert werden, entweder indem man die Platten einander nähert und entfernt, oder indem man das Medium zwischen ihnen variiert. Sobald dieses geschieht, wird nur abhängig von der Größe der Kapazität aus der Batterie a ein Strom in den Kondensator hinein und aus demselben wieder herausfließen. Es kann also durch die Bewegung der Platten gegeneinander ein Wechselstrom erzeugt werden.

Damit die Maschine richtig als Hochfrequenzmaschine funktioniert, ist es bei Speisung eines Schwingungskreises nur erforderlich, daß die Energie von außen her synchron nachgeliefert wird, mit anderen Worten, die Maschine muß für hohe Periodenzahlen konstruiert sein, was also große Umfangsgeschwindigkeiten der rotierenden Teile erfordert. Die Maschine selbst gibt schematisch Abb. 301 wieder. a ist eine Gleichstromquelle, welche das elektro-

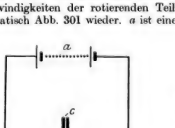


Abb. 300. Prinzip der elektrostatischen Hochfrequenzmaschine.

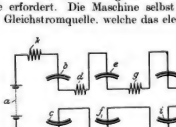


Abb. 301. Elektrostatische Hochfrequenzmaschine von Petersen.

statische Feld der Maschine b hervorruft. k sind Drosselspulen, welche verhindern sollen, daß der von der ersten Hochfrequenzmaschine erzeugte hochfrequente Wechselstrom über die Gleichstromquelle kurz geschlossen wird.

Im Feld der Maschine b rotiert der elektrostatische Anker c. Die in ihm erzeugte EMK wird beispielsweise an Schleifringen abgenommen und unter Zwischenschaltung einer Selbstinduktionsspule d dem Feld einer zweiten Kondensatormaschine e aufgedrückt. Die Selbstinduktionsspule d wird so abgeglichen, daß die Frequenz des Kreises $c\,d\,e$ beispielsweise 15 000 Perioden ausmacht. Diese Frequenz ist also von vornherein in der zweiten Maschine e, also in deren Anker f, welcher sich synchron mit dem Anker c dreht — praktisch wird er auf derselben Welle angebracht — vorhanden. Die im Anker f erzeugte EMK,

Digitized by Google

deren Periodenzahl infolgedessen doppelt so groß ist als die in der ersten Maschine *b*, wird über eine Selbstinduktionsspule *g* und das Feld einer dritten Maschine *h* kurzgeschlossen. Im Anker dieser dritten Maschine *i* wird also bereits eine E M K dreifacher Periodenzahl i. gl. 45 000 erzeugt. Diese kann nutzbar gemacht werden, oder aber es kann das Verfahren noch öfter fortgesetzt werden.

Physikalisch kann man sich die Frequenzsteigerung übrigens ebenso wie bei der Reflexionsmaschine in der Weise gebildet denken, daß das entstehende Wechselfeld in zwei einander entgegengesetzt rotierende Drehfelder zerlegt wird. Wenn nun der Anker ebenfalls synchron mit den Feldern rotiert, wird er sich mit einer der rotierenden Komponenten synchron drehen und mit der doppelten synchronen Geschwindigkeit mit Bezug auf die andere Feldkomponente rotieren. Das erste dieser Wechselfelder wird demnach im Anker keine Wechsel-E M K erzeugen, während das zweite eine Wechsel-E M K der doppelten Grundperiodenzahl hervorruft.

Alle gelegentlich der Reflexionsmaschine gemachten diesbezüglichen Ausführungen gelten auch für die Kondensatormaschine.

Damit die Maschine einen verhältnismäßig hohen Wirkungsgrad ergibt, ist es notwendig, daß die Kapazitätsänderung, welche pro Stufe erzielt wird, eine möglichst große ist. Wenn auch die rotierenden Teile nicht mit einer Wicklung auszuführen sind, so ist doch eine sehr hohe Umfangsgeschwindigkeit anzuwenden und es treten infolgedessen starke mechanische Beanspruchungen auf. Zudem müssen die einzelnen Maschinenstufen gegeneinander für hohe Spannungen isoliert sein, was konstruktiv und praktisch nicht einfach zu bewältigen ist.

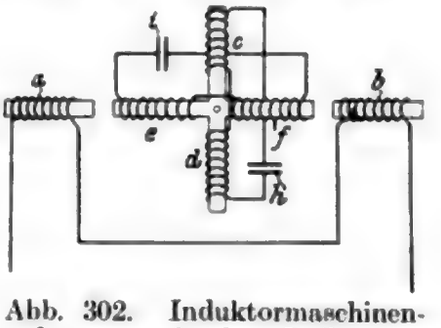


Abb. 302. Induktormaschinenordnung nach dem Reflexionsprinzip von E. Arnold.

Um die Reibungsverluste herabzusetzen, kann man die Maschine in einer Wasserstoffatmosphäre arbeiten lassen.

4. Verfahren: *Induktormaschinenordnung nach dem Reflexionsprinzip von E. Arnold und D. Korda.* Als Vorläufer der Goldschmidtschen Reflexionsmaschine ist die mit mehreren Stufen arbeitende Reflexionsmaschinenanordnung von E. Arnold und D. Korda (1893) anzusehen. Es läßt sich hierbei die Frequenz, wenn man von Verlusten in der Maschine absieht, in nahezu beliebiger Weise steigern, und es ist ohne weiteres möglich, auch auf verhältnismäßig hohe Frequenzen hinaufzukommen, insbesondere wenn die bei der Induktormaschine Alexanderson-Fessenden und bei der Reflexionsmaschine nach Goldschmidt benutzten Kunstgriffe Verwendung finden.

Das Schema der Anordnung zeigt Abb. 302. *a* und *b* deuten schematisch zwei Feldspulen an, welche von einem einphasigen Wechselstrom gespeist werden. In Wirklichkeit kann eine große Anzahl derartiger Spulen, beispielsweise auch ein Grammescher Ring benützt werden, in welchen der Wechselstrom in zwei entgegengesetzten Punkten seines Umfangs hineingeleitet wird. Das von den beiden Spulen hervorgebrachte Feld induziert auf die drehbaren Spulen *c d* und *e f*, deren Achsen senkrecht aufeinanderstehen. In der Abbildung sind diese letzteren Spulen als Kurzschlußstromkreise gezeichnet — auf die eingeschalteten Kondensatoren *h* und *i* wird weiter unten eingegangen —, jedoch können in der Praxis an Stelle der Kurzschlußleitungen Schleifringe vorgesehen sein, mit welchen die Spulenenden verbunden sind.

Solange die Spulen still stehen, wird in ihnen ein Strom von derselben Wechselzahl wie der des Feldes induziert. Sobald jedoch die Spulen synchron

mit dem Felde rotieren, variiert die Zahl der die Spulen durchschneidenden Kraftlinien und zwar sowohl im Hinblick auf die Feldvariation der feststehenden Spulen als auch mit Bezug auf die jeweilige Lage, welche die rotierenden Spulen im Kraftlinienfeld einnehmen. Die Änderung der Feldstärke H ist also gegeben durch den Ausdruck

$$H_{mom} = H \cdot \sin \frac{2\pi t}{T},$$

worin H = die Feldstärke zwischen den feststehenden Spulen,

H_{mom} = die in dem betreffenden Zeitmoment betrachtete Feldstärke und t = die Dauer einer Periode bezeichnet.

Es geht aus diesem Ausdruck hervor, daß die induzierte E M K die doppelte Periodenzahl des ursprünglich vorhandenen Feldes besitzt.

Physikalisch läßt sich dies im übrigen genau so deuten wie bei anderen auf demselben Prinzip beruhenden Anordnungen, indem man sich das Wechselfeld in den Spulen *c d* und *e f* aus je zwei einander entgegengesetzt rotierenden Drehfeldern zusammengesetzt denkt.

Um den maximalen Strom zu erreichen, sind in die Verbindungsleitungen, der Abbildung entsprechend, die Kondensatoren *h* und *i* eingeschaltet.

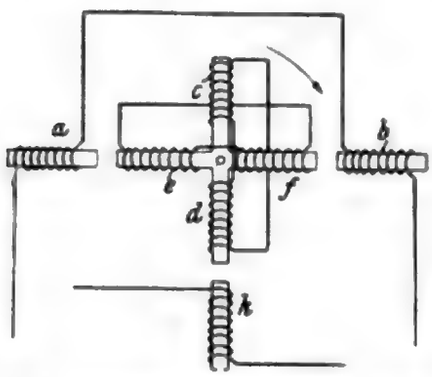


Abb. 303. Induktormaschinenordnung nach dem Reflexionsprinzip von D. Korda.

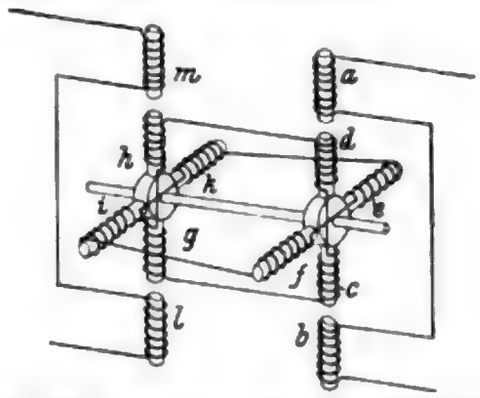


Abb. 304. Anordnung zur Verdreifachung der Frequenz mittels Phasenverschiebung von 180°.

Es ist auf diesem Prinzip selbstverständlich nicht nur möglich, eine Frequenzverdopplung pro Stufe zu erzielen, sondern eine direkte Verdreifachung pro Stufe (siehe D. Korda, 1893). Die hierfür erforderliche Anordnung gibt Abb. 303 wieder. Gegenüber der obenstehenden Anordnung besitzt sie die Abweichung, daß eine dritte Feldspule *k*, bzw. Feldspulenanordnung vorgesehen ist.

Die Entstehung der Frequenzverdreifachung ergibt sich nun folgendermaßen: In dem Spulenpaar wird Wechselstrom von der Periode $\frac{t}{2}$ und der Phasenverschiebung 90° erzeugt. Die somit in dem Spulenpaar induzierten beiden Magnetfelder ergeben ein Drehfeld, welches sich doppelt so schnell wie die Spulen dreht. Läßt man nun dieses Feld auf die feststehende Spule *k* induzieren, so wird in dieser ein Strom von der Dreifachfrequenz erzeugt werden, nämlich in dem Fall, daß das Feld sich gleichläufig mit der Spulenrichtung dreht, zweitens aber wird ein Strom von derselben Wechselzahl wie in den Spulen *a b* induziert, da hierbei das Feld sich gegenläufig zur Spulenbewegung dreht.

Erforderlich ist es demnach, in einer der beiden Spulen eine Phasenverschiebung von 180° zu erzeugen, damit das Magnetfeld im Sinne der Spulen rotiert.

Dieses kann mit der Anordnung gemäß Abb. 304 bewirkt werden. Die Spulen *e f* und *i k*, welche mit parallelen Achsen an derselben Welle montiert

Digitized by Google

sind, sind in derselben Richtung gewickelt und alsdann miteinander verbunden. Die Spulen *c d* und *e f* entsprechen den Spulen gleicher Bezeichnung *c d* und *e f* in der vorhergehenden Abbildung. Es ist hieraus ersichtlich, daß in demselben Grade, in welchem der Strom in Spule *g h* infolge des umgekehrten Anschlusses 180° ergibt, die vereinigten Feldspulen *g h* und *i k* mit doppelter synchroner Geschwindigkeit in derselben Richtung als ihrer Drehrichtung entsprechen rotieren würden. Aus diesem Grunde wird in den Spulen *l m* ein Strom dreifacher Frequenz induziert.

Selbstverständlich kann dieses Verfahren noch weiter fortgesetzt werden, um auch auf höhere Frequenzen zu gelangen. Bemerkenswert ist hierbei, daß zur Stromabnahme keine Schleifringe oder Bürsten erforderlich sind, und daß sich die Anordnung auch bei mehrpoligen Maschinen verwenden läßt.

5. Verfahren: *Kaskaden-Induktormaschine von K. Cohen.* Gleichfalls ein schon seit etwa 1905 in der drahtlosen Telegraphie angewendeter Kunstgriff, nämlich eine Anzahl von Maschinenstufen hintereinander zu schalten, um auf diese Weise die Frequenz zu steigern, ist der leitende Gedanke bei der von K. Cohen (1908) angegebenen Maschine.

Die Anordnung zeigt Abb. 305. Das Feld *a b* des ersten Generators *c* wird direkt durch Gleichstom erregt. Der im Anker *c* hervorgerufene Strom wird über die Feldspulen *d e* des zweiten Generators geschickt, und es ist zwischen diese Feldspulen und dem Anker der ersten Maschine *c* noch ein Abstimmkondensator *f* geschaltet. In diesem Kreise ist also die Frequenz ν vorhanden. Infolge der Wirkung der Feldspulen *d e* wird im Anker *h* der zweiten Maschine eine E M K induziert, welche über die Feldspulen *i k* und einem passenden Abstimmkondensator *l* geschlossen wird. In letzterem Kreise ist die Frequenz 2ν vorhanden.

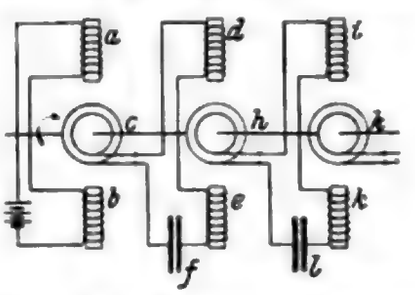


Abb. 305. Kaskaden-Induktormaschine von K. Cohen.

Man erhält also in jeder Stufe eine Frequenzverdopplung.

6. Verfahren: *Vervielfachungstransformatoranordnungen von Epstein, Joly, Vallauri (Telefunken), K. Schmidt (Lorenz A.-G.).* Allgemeine Betrachtungen. Die Vervielfachungstransformatorenanordnungen beruhen sämtlich darauf, die Stromkurve zu verzerren, also ihr eine von der Sinuslinie abweichende Gestalt zu geben und alsdann eine der vorhandenen Oberschwingungen besonders herauszuziehen. Dieses ist theoretisch an sich ohne weiteres möglich, da jede periodische Kurve nach der Fourierschen Reihe in eine Reihe von Sinusfunktionen von verschiedenen Frequenzen aufgelöst gedacht werden kann.

Durch abgestimmte Schwingungskreise wird nun einerseits die Grundschwingung unterdrückt, andererseits die Amplitude der Oberschwingung vergrößert; ferner wendet man zwecks Kompensation der Grundschwingung, bzw. der nicht benutzten Oberschwingungen mindestens zwei, eventuell mehrere um 180° gegeneinander in der Phase verschobene Ströme an, und man erhält auf diese Weise direkt die der Oberschwingung und dem betreffenden Schwingungskreis entsprechende Periodenzahl.

Während ein Teil der nachstehenden Verfahren verschiedene Mittel wie Gleichrichter, Wechselstromlichtbogen und dergleichen benutzt, um die Verzerrung der Stromkurve hervorzubringen, beruhen die nunmehr zu besprechenden Vervielfachungstransformatorenanordnungen darauf, daß die magnetische Sättigung des Eisens für die Frequenzvervielfachung herangezogen wird.

Infolge des Herausziehens der Oberschwingung ist es zwar möglich, mittels des Frequenztransformators Ströme höherer Periodenzahlen herzustellen, nicht aber ist es möglich, umgekehrt mittels derartiger Transformatoren Ströme höherer Periodenzahl in solche niedrigerer Periodenzahl umzuwandeln.

Transformatoranordnung von I. Epstein. Von I. Epstein ist bereits 1902 ein Verfahren angegeben worden (siehe auch Abb. 28, S. 51), um einen in einen Transformator hineingesandten Wechselstrom in seiner Periodenzahl zu verdoppeln. Epstein hat dies im wesentlichen durch eine besondere Hilfswicklung erzielt, welche er auf den bzw. die Transformatorkerne aufgebracht hat.

Zum Verständnis der Wirkungsweise möge folgendes dienen:

Betrachtet man die normale Magnetisierungskurve eines Transformators oder einer Drosselspule bei Leerlauf, so ergibt sich, wenn man die Eisenverluste vernachlässigt, so daß die Hysteresisfläche zur Hysteresiskurve zusammenschrumpft, eine Schaulinie etwa gemäß Abb. 306. Aus dieser ist ersichtlich, daß vom Kniepunkt k an eine weitere Magnetisierung verhältnismäßig zwecklos ist, da sie alsdann kaum noch wächst. Verstärkt man über den Punkt k hinaus die Magnetisierung noch weiter, so erhält man das rechts von k liegende

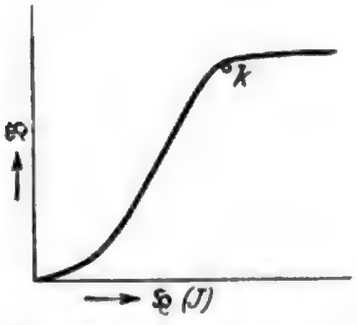


Abb. 306. Hysteresiskurve.

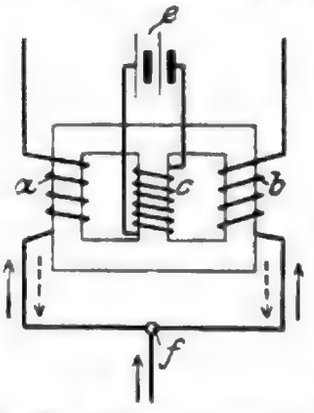


Abb. 307. Transformatoranordnung von I. Epstein.

Kurvenstück. Es möge also eine dem Punkt k entsprechende vorhandene Sättigung für die Betrachtung zugrunde gelegt werden. Wirken jedoch die die Magnetisierung vornehmenden Amperewindungen nicht verstärkend, sondern schwächend, so nimmt die Magnetisierung gemäß dem links von k befindlichen Kurvenstück ab. Es ist also aus dem Vergleich dieser beiden Kurvenstücke ersichtlich, daß ein in bestimmter Richtung magnetisiertes Eisen zusätzlichen Amperewindungen einen je nach deren Sinn verschiedenen magnetischen Widerstand entgegensetzt. Eine mit zwei getrennten Wicklungen versehene Drosselspule, bei welcher die eine Wicklung mit Gleichstrom konstanter Stärke und Richtung, die andere von Wechselstrom durchflossen wird, wird je nach der augenblicklichen Richtung des Wechselstromes diesem einen verschieden starken magnetischen Widerstand entgegensetzen und damit eine verschiedene Selbstinduktion besitzen. Die beiden Stromwellen werden also verschieden stark gedrosselt.

Die Einrichtung, welche man benutzen kann, um diese Erscheinung hervorzubringen, kann etwa Abb. 307 entsprechen. Unter den hierin angenommenen Verhältnissen wird der Zweig a dem Wechselstrom in der Richtung des ausgezogenen Pfeiles einen geringeren Widerstand entgegensetzen als der Zweig b, während für die Wechselstromwelle in der Richtung des gestrichelten Pfeiles das entgegengesetzte gilt. Infolgedessen findet im Punkt f

eine Differenzierung des zugeführten Stromes statt, so daß in dem betrachteten Zeitmoment in *a* eine Art pulsierender Gleichstrom der Richtung *f a*, in *b* ein solcher der Richtung *b f* fließt. Die Stromverteilung in den beiden Zweigen *a*, *b* wird also nicht symmetrisch, sondern entsprechend der kleineren Sättigung (kleinerer Selbstinduktion), beispielsweise von *a* größer sein, während zu gleicher Zeit der Strom im Zweig *b* gedrosselt wird, da in diesem eine größere Sättigung (größere Selbstinduktion) vorausgesetzt sein soll.

Teilt man nunmehr den einen Transformator gemäß den Ausführungen der Praxis in zwei Transformatoren auf, so erhält man eine Anordnung, welche etwa Abb. 308 entspricht. Die Primärspulen *a* und *b* sind in diesem Falle gleichsinnig gewickelt. Die Unsymmetrie wird durch die Gleichstromwicklungen *c* und *d*, welche auf den beiden Transformatoren einen verschiedenen Wicklungssinn besitzen, bewirkt.

Betrachtet man wiederum zunächst nur die Induktionsvorgänge in den Primärspulen *a* und *b*, und führt man die Magnetisierung bis zum Knie *k* aus, wählt man also den Wechselstrom gleich dem Magnetisierungsstrom, so ergeben sich die in Abb. 309 oben und in der Mitte gezeichneten Induktionslinien. Während der ersten Halbperiode *m n*, in welcher in der Wicklung *a* die Wechsel-

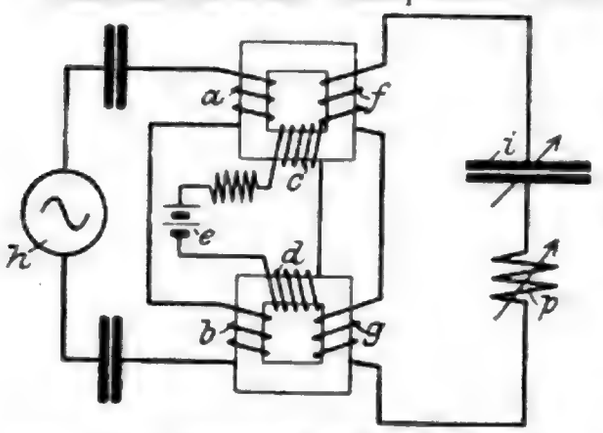


Abb. 308. Teilung des Transformators in zwei Transformatoren.

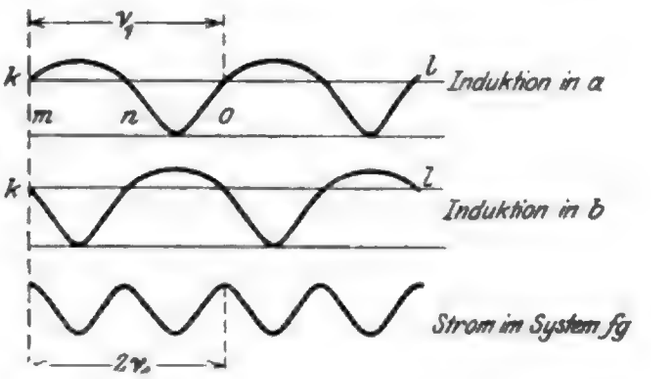


Abb. 309. Wechselstrom gleich dem Magnetisierungsstrom gewählt, ergibt Verdopplung der Frequenz.

stromamplitude dieselbe Richtung haben möge wie der Gleichstrom, erhebt sich die Induktion nur wenig über den Kniepunkt *k*, welcher im Diagramm durch die Linie *k l* zum Ausdruck gelangt. Während der nächsten Halbperiode *n o*, in welcher die Richtung der Wechselstromamplitude derjenigen des Gleichstromes entgegengesetzt gerichtet ist, in welcher also die Größe der Induktion bestimmt ist durch den Differenzbetrag zwischen Gleichstrom und Wechselstrom, wird das Kurvenstück *n o* in Abb. 309 durchlaufen.

Dasselbe gilt für den durch die Wicklung *b* hervorgerufenen Induktionsvorgang, welcher bei gleichartiger Ausführung der Wicklung und der Eisenverhältnisse und derselben Gleichstrommagnetisierung des Transformatorkernes den gleichen Verlauf für die Induktionslinie ergibt wie in Abb. 309 oben, nur mit dem Unterschiede, daß dieser Verlauf gegenüber dem ersteren um 90° verschoben ist.

Betrachtet man nunmehr die auf die Transformatorkerne aufgewickelten Sekundärspulen *f* und *g*, welche über einen variablen Kondensator *i* und eine veränderliche Selbstinduktionsspule *p* zu einem abstimmbaren Resonanzkreise geschlossen sein mögen, so ergibt sich, daß durch das Zusammenwirken der beiden Induktionen in *a* und *b* in den Sekundärspulen *f* und *g* ein vereinigter Induktionsfluß hervorgerufen wird, welchen Abb. 309 unten wiedergibt. Dieser besitzt eine doppelt so hohe Frequenz $2\nu_1$, als der ursprünglich den Primärspulen *a* und *b* zugeführte Wechselstrom aufwies (ν).

Die sich bei einer ausgeführten Anordnung ergebenden Schaulinien sind in Abb. 310 wiedergegeben und beweisen die Richtigkeit der angestellten Betrachtungen. Die den Induktionen *a* und *b* entsprechenden Spannungskurven sind durch V_1 und V_2 gekennzeichnet, welche verhältnismäßig stark deformierte Sinuslinien wiedergeben. Die in den Sekundärwicklungen induzierte Sekundärspannung V_s zeigt gegen V_1 und V_2 doppelte Frequenz und einen keineswegs rein sinusförmigen Charakter.

Es wird also durch die Anordnung ermöglicht, ohne irgendwelche rotierenden Teile aus einem Wechselstrom symmetrischer Kurvenform zwei Wechselströme unsymmetrischer Form zu erhalten und durch die Kombination dieser beiden Kurven eine resultierende Kurve doppelter Periodenzahl herzustellen, was generell durch verschiedene Verteilung der Induktion, bzw. durch einen verschieden gemachten magnetischen Widerstand parallel geschalteter Zweige (gegeneinander geschaltete Spulen, verschiedene Eisenquerschnitte der Schenkel) erreicht werden kann.

Transformatorschaltungen von Joly und Vallauri. Die Transformatorschaltungen von Joly und Vallauri basieren direkt auf der Anordnung

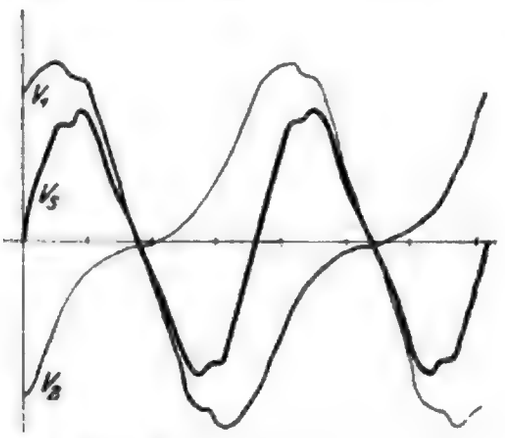


Abb. 310. Spannungskurve doppelter Frequenz.

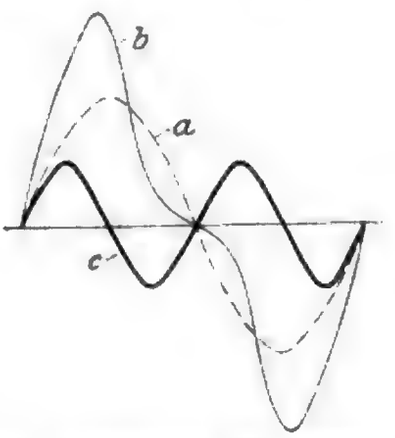


Abb. 311. Entstehung der zweiten harmonischen Oberschwingung.

von Epstein und bilden diese weiter aus. Sie haben weiterhin zur Ausbildung der sog. Telefunkenhochfrequenzmaschine gedient, mit der sie prinzipiell übereinstimmen. Zugrundegelegt sei wieder eine Schaltung gemäß Abb. 308.

Man kann sich das Zustandekommen dieses Vervielfachungsphänomens der Frequenz auch folgendermaßen erklären:

Die Kraftlinienzahl im Eisenkern wird so lange variiert, als die Richtung des Wechselstromes derjenigen des Magnetisierungsgleichstromes entgegengesetzt gerichtet ist. Sobald jedoch die Richtung des Wechselstromes mit derjenigen des Magnetisierungsstromes gleichverläuft, wird die Kraftlinienänderung nur gering sein und infolgedessen auch die Primärspannung klein bleiben müssen. Die Folge von dieser wechselnden und gleichförmigen Richtung ist, daß die Primärspannungskurve und infolgedessen auch die Sekundärspannungskurve mehr oder weniger stark verzerrt ist.

Bei dieser Anordnung ebenso wie bei jener von Epstein wird die zweite harmonische Oberschwingung herausgeholt. Es wird sich also ein Bild gemäß Abb. 311 ergeben. Hierin bedeutet Kurve *a* die Grundschwingung, Kurve *b* die verzerrte Feldkurve, welche die harmonische Oberschwingung (Kurve *c*) im Gefolge hat, die durch den Resonanzkreis *f i p g* hervorgehoben und nutzbar gemacht wird. Diese Oberschwingung besitzt, wie man sofort sieht, gegenüber der Grundschwingung die doppelte Frequenz.

Dieses ist auch durch das Oszillogramm Abb. 312 zum Ausdruck gebracht, in welchem *d* die Spannungskurve des einen Transformators, *e* die des anderen Transformators ist, während *f* die Spannungskurve doppelter Frequenz ist (2. harmonische Oberschwingung), welche in dem mit den Transformatoren verbundenen Resonanzkreis in die Erscheinung tritt.

Die Kurven zeigen, in welchem Maße der erzeugte Strom höherer Frequenz von der Gleichstrominduktion beeinflußt wird.

Es geht aus diesen Darlegungen und aus den Oszillogrammaufnahmen ferner hervor, daß die Energie höherer Frequenz abwechselnd von dem einen und von dem anderen Transformator geliefert wird.

Es ist ohne weiteres klar, daß man dieses Verfahren der Frequenztransformation beliebig oft fortsetzen kann, wobei zu berücksichtigen ist, daß in jeder Stufe nicht nur ein Energieverlust stattfindet, sondern daß dieser auch noch zunimmt, etwa prozentual der größer werdenden Frequenz. Im übrigen ist zu beachten, daß die Frequenzsteigerung im Gegensatze zu derjenigen bei der Reflexionsmaschine hier in geometrischer Reihe erfolgt, so daß bei *n*-Stufen ein Strom von der Frequenz ν^n erzeugt wird.

Im übrigen wird weiter unten gezeigt werden, daß man keineswegs darauf beschränkt ist, zur Frequenzsteigerung eine entsprechende Anzahl von einzelnen

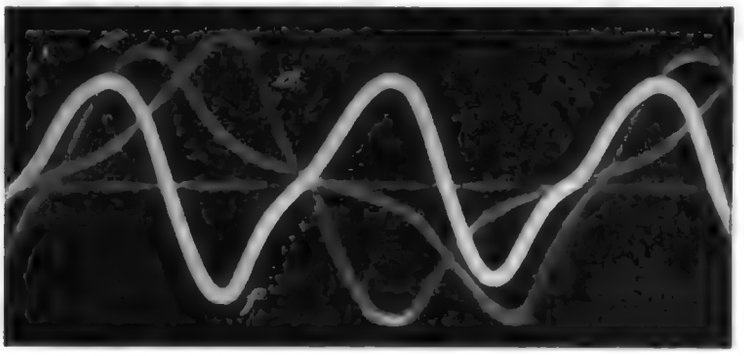


Abb. 312. Oszillogramm. *d* = Spannungskurve des einen Transformators, *e* = des anderen Transformators, *f* = Spannungskurve doppelter Frequenz.

Frequenzstufen anzuwenden, sondern daß man vielmehr unter Benutzung höherer harmonischer Oberschwingungen auch mit einem Transformatorpaar, eventuell sogar mit einem einzigen Transformator auskommt und alsdann überhaupt nur eine Stufe für die Frequenzvervielfachung anzuwenden braucht.

So haben beispielsweise Joly und Vallauri vorgeschlagen, die Hilfsmagnetisierungswicklung vollkommen fortzulassen und dabei trotzdem sogar eine Verdreifachung der Frequenz pro Stufe erzielt. Sie erreichen dies dadurch (siehe Abb. 313), daß sie einen Transformator mit einer sehr geringen Amperewindungszahl (des primären Wechselstromes), den anderen Transformator mit einer hohen Amperewindungszahl versehen, so daß das Eisen bis nahe zur Sättigung magnetisiert war. Im ersten Falle ist die magnetische Induktion im Transformatoreisen niedrig. Im zweiten Fall kann das Knie der Magnetisierungskurve weit überschritten werden. Man erhält für beide Fälle Stromkurven, welche in Abb. 314 oben dargestellt sind. Der alsdann in den entsprechend gewickelten Transformatorsekundärspulen, welche wiederum mittels eines Kondensators und einer Abgleichspule zu einem Stromkreise vereinigt sind, erzeugte Sekundärfluß (Abb. 314 unten und Abb. 315) besitzt die dreifache Frequenz des ursprünglichen Wechselstromes.

Außer der dritten Harmonischen erscheinen noch die anderen ungradzahligen Harmonischen mehr oder weniger ausgeprägt, was der Grund ist, daß mittels

Digitized by Google

dieses Verfahrens ohne weiteres auch die höheren Harmonischen herausgezogen, also Wechselströme entsprechender Frequenz erzeugt werden können. Man bewirkt dies dadurch, daß man einen auf die gewünschte höhere Harmonische entsprechend abgestimmten Kreis anschaltet. Es ist jedoch zu beachten, daß

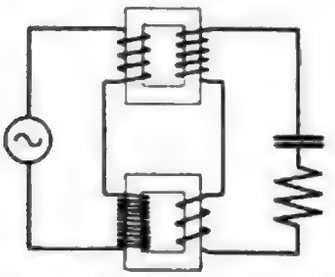


Abb. 313. Anordnung zur Verdreifachung der Frequenz.

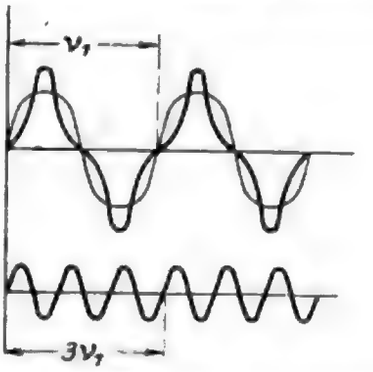


Abb. 314. Stromkurven bei Verdreifachung der Frequenz.

es nicht unter allen Umständen, vielmehr nur unter ganz besonderen Bedingungen möglich ist, daß die höheren Harmonischen noch eine für den praktischen Betrieb hinreichende Energie besitzen.

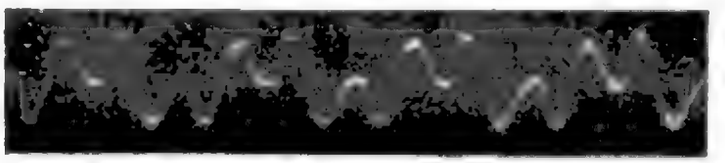


Abb. 315. Dreifache Frequenz des ursprünglichen Wechselstromes.

Der Wirkungsgrad der Telefunkenmaschinenanordnung, bei welcher das vorstehende Verfahren technisch erst ausgebildet worden ist und wie sie in Nauen aufgestellt ist (1919), soll angeblich ca. 65% betragen, d. h., um eine Antennenenergie von 400 KW. zu erhalten, sind dem Antriebsmotor 620 KW. zuzuführen. Der Wirkungsgrad der statischen Transformatoren soll zwischen 89– 91% liegen.

Vervielfachungstransformatorschaltungen von K. Schmidt (Lorenz A.-G.). Vervierfachungstransformatoranordnung. Eine Hochfrequenztransformatoranordnung, welche es bei besonderer Wahl der maßgebenden Größen ermöglicht, im Nutzstromkreise mit einem Transformatorpaar direkt z. B. die vierfache Frequenz bei hoher Stromamplitude und gutem Wirkungsgrade zu erreichen, ist von K. Schmidt (1915) angegeben worden. Das Schaltschema gibt Abb. 316 wieder.

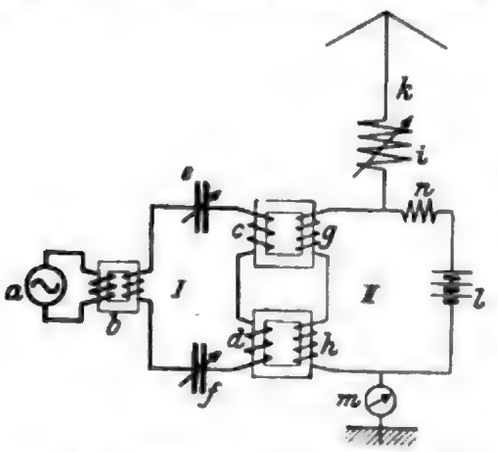


Abb. 316. Vervierfachungstransformatoranordnung.

a ist eine Mittelfrequenzmaschine, z. B. eine solche, welche direkt einen Strom von 8000 Perioden liefert. Unter Benutzung eines Transformators *b*, welcher indessen für den Effekt selbst keineswegs erforderlich ist, wird der aktive primäre Maschinenkreis I gespeist. Dieser besteht aus den Primärtransformatorwicklungen *c* und *d*, den beiden für die Vervielfachung der Frequenz allein benutzten Hochfrequenztransformatoren und zwei einregulierbaren Kapazitäten *e* und *f*, welche gegebenenfalls auch in einem Kondensator vereinigt sein können.

Digitized by Google

Die Sekundärspulen *g* und *h* der Hochfrequenztransformatoren sind in den Nutzkreis, z. B. in die mit entsprechenden Abstimmitteln *i* versehene Antenne *k* eingeschaltet. In irgend einer Weise findet nun, um das magnetische Feld zu erzeugen, die Speisung der Hochfrequenztransformatoren mit Gleichstrom statt. So kann man z. B. unter Verwendung einer Akkumulatorenbatterie *l* oder einer anderen passenden Gleichstromquelle diese direkt an die Hochfrequenzwicklungen der Transformatoren *g* und *h* anlegen.

Ebenso gut könnte selbstverständlich eine Speisung der Primärwicklungen *c* und *d* stattfinden, oder es könnten auch besondere Erregerspulen auf die Transformatorkörper aufgebracht werden.

Der mittels dieser Anordnung erzielte Effekt ist offenbar recht kompliziert.

Die Abstimmung dieser Kreise stets bei voller Erregung der Transformatoren wird in der Weise bewirkt, daß das Primärsystem, bestehend aus Hochfrequenzmaschine *a*, Kondensator *e*, Transformatorwicklungen *c* und *d* und Kondensator *f* — der Hilfstransformator *b* spielt hierbei nur die Rolle, daß die Maschinenselbstinduktion durch den Transformator anders in den Kreis *I* eingeht, nämlich um ungewollte Überspannungen, die von außen (Antenne) herrühren, von der Maschine abzuhalten — auf eine gleiche oder kleinere Frequenz als die Maschinenfrequenz abgestimmt wird.

Die Abstimmung des Kreises *II*, nämlich der Antenne *i k* und der Hochfrequenztransformatorwicklungen *g h* erfolgt auf die vierfache Frequenz der

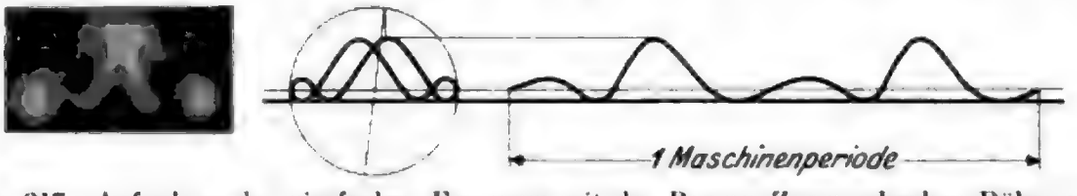


Abb. 317. Aufnahme der vierfachen Frequenz mit der Braun-Zenneckschen Röhre und Abwicklung.

Maschinenfrequenz (siehe das Bild mit Braunscher Röhre gemäß Abb. 317), im vorliegenden Falle also auf 32000 Perioden. Links in der Abbildung ist das photographisch fixierte Bild der Braunschen Röhre, in der Mitte die zeichnerische Darstellung desselben und rechts dessen Abwickelung wiedergegeben.

Die Abb. 317 zeigt (O. Scheller), daß während einer Periode die Antenne viermal angestoßen wird und zwar abwechselnd mit großer und kleiner Amplitude.

Im übrigen ist zu bemerken, daß die endgültige Festlegung der Größen der Kreise *I* und *II* in der Weise erfolgt, daß dieselben solange variiert werden, bis der maximale Ausschlag im Antennenamperemeter *m* stattfindet.

Eine einfache Verzerrung der Stromkurve ist ohne weiteres nicht anzunehmen, da die Stromamplitude bei der im Nutzstromkreis auftretenden vierfachen Frequenz eine so hohe ist, wie sie bei der früher benutzten Dimensionierung in keinem Fall erzielt wurde.

Eine Erklärung des Phänomens ist vielleicht in der Weise möglich, daß eine Art Schwungradwirkung des Nutzstromkreises (der mit Abstimmitteln versehenen Antenne) angenommen werden kann, indem die Magnetisierung durch den Antennenstrom beeinflußt werden muß, damit die Erscheinung überhaupt eintritt. Bei schwacher Erregung tritt das Phänomen nur ein, wenn man durch plötzliches Einschalten der Antenne oder der Erregung einen Stoß von der Antenne aus erteilt. Stimmt man nämlich die Antenne nicht ab, so kann man an den Hochfrequenzklemmen der Transformatoren lediglich die doppelte Frequenz erzielen, wie dies auch bei den Anordnungen von Joly und Vallauri der Fall war.

Dieses zeigt Abb. 318, woraus ferner hervorgeht, daß bei fehlender Antenne nur zwei Anstöße während jeder Periode erfolgen.

Der Wirkungsgrad, den man mit dieser Anordnung erzielen kann, ist dadurch, daß man in jeder Stufe sofort auf die vierfache Frequenz kommt, sehr hoch. Es

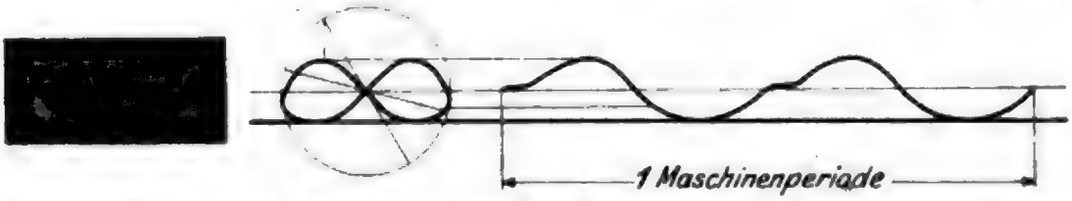


Abb. 318. Oszillogramm, darstellend die Stoßwirkung der Maschine auf die Antenne.

soll ein Wirkungsgrad bis zu 93% gemessen worden sein. Sofern der Wirkungsgrad der Dynamo ca. 80%, der des Antriebmotors ca. 88% beträgt, kommt man auf einen Gesamtwirkungsgrad von ca. 65%

Vervielfachungstransformatorschaltung mit Sperrkreis und Abstimmkreis. Die oben ausgeführte Möglichkeit der Frequenzvervierfachung ist von K. Schmidt noch weiterhin und allgemein auf eine nahezu beliebige Vervielfachung der Frequenz der graden Harmonischen ausgebildet worden, und zwar kann man hierzu die in Abb. 319 wiedergegebene Schaltungsanordnung benutzen. Es bezeichnet in dieser *a* die Mittelfrequenz- bzw. Hochfrequenzmaschine, welche auf die Primärwicklungen *b* und *c* der statischen Transformatoren arbeitet, zwischen welche eine primäre Resonanzkapazität *d* geschaltet ist. Außerdem sind parallel zu den Primärwicklungen noch die Kondensatoren *e* und *f* gelegt. Zur Strommessung ist ein Hitzdrahtamperemeter *g* zwischengeschaltet, eventuell kann in diesen Zweig auch noch eine Drosselspule eingeschaltet werden, falls dies erforderlich sein sollte. Dieser Kreis wird der Abstimmkreis genannt. Fernerhin ist noch in die Zuleitung zu den Wicklungen *b* und *c* ein aus einem Kondensator *h* und einer Selbstinduktionsspule *i* bestehender Sperrkreis eingeschaltet.

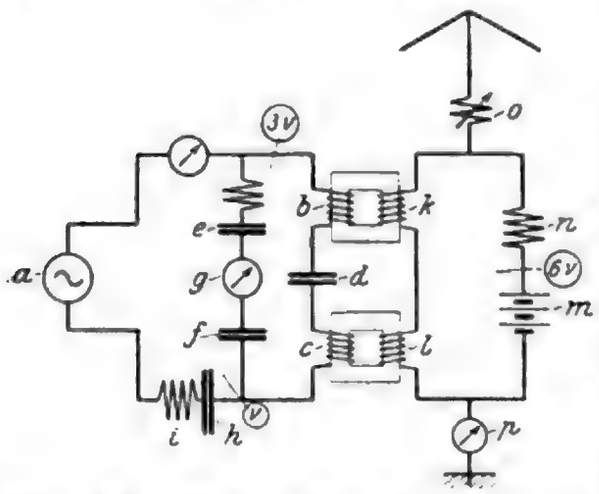


Abb. 319. Vervielfachungstransformatorschaltung mit Sperrkreis und Abstimmkreis.

Die Sekundärseite der Transformatoren entspricht etwa Abb. 319 rechts. *k* und *l* sind die sekundären Transformatorspulen, *m* ist die Speisebatterie, *n* eine Drosselspule und *o* die Antenne, in deren Erdleitung zweckmäßig ein Strommesser *p* gelegt ist.

Zu beachten ist hierbei, daß die Kondensatorbatterien *d e f h* genügend groß gemacht werden, da erhebliche Stromamplituden auftreten können, welche gegebenenfalls eine zu starke Erwärmung der Kondensatoren herbeiführen könnten, was mit Rücksicht auf Dämpfungsverluste zu vermeiden ist.

Die Abstimmung wird nun so bewirkt, daß der Kreis *a b d c h i* auf die Grundfrequenz ν abgestimmt ist. Der Kreis *b d c f g e* wird auf die dreifache Frequenz 3ν abgestimmt, der sekundäre Transformatorkreis *k l m n* auf 6ν.

Der Sperrkreis ist ebenfalls auf die Grundfrequenz abgestimmt und ist der Wechselstromwiderstand für diese Frequenz = 0. Die Wirkungsweise und der überaus große Wirkungsgrad dieser Anordnung mit Abstimmkreis und Sperr-

kreis, die sich selbst bei Frequenzversechsfachung, Verachtfachung usw. erzielen lassen, dürften gemäß obiger Ausführungen in folgendem ihre Ursache haben:

Betrachtet man die Abhängigkeit der induzierten Spannungen von den Kraftflußänderungen, so erhält man ein Diagramm gemäß Abb. 320. Es bezeichnet hierin ψ_1 den Kraftfluß im Transformator *bk*, ψ_2 den Kraftfluß im Transformator *cl*. V_1 die in ersterem induzierte Spannung und V_2 die ψ_2 entsprechende Spannung. Dieser Verlauf der sich ausbildenden und zusammensetzenden

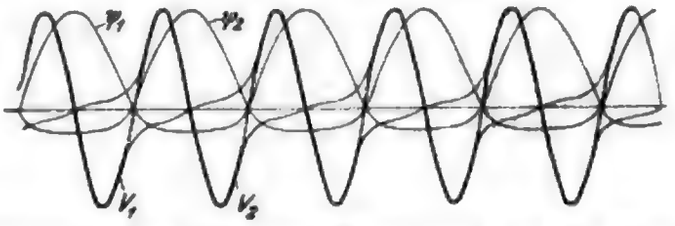


Abb. 320. Abhängigkeit der induzierten Spannungen von den Kraftfußänderungen.

Sekundärspannungsamplituden ist aber nur vorhanden, wenn die Wicklungen entsprechend hintereinander geschaltet sind.

Erfolgt diese Schaltung nicht im richtigen Sinne, ist beispielsweise die eine Wicklung der anderen entgegengesetzt geschaltet, so erhält man eine Form der induzierten Spannungskurve, wie sie Abb. 321 wiedergibt. Es ist hier wieder ψ_1 der Kraftfluß im Transformator *bk*, ψ_2 der Kraftfluß im Transformator *cl*. V_1 und V_2 die dazu gehörenden induzierten Spannungen. Es entsteht hierbei

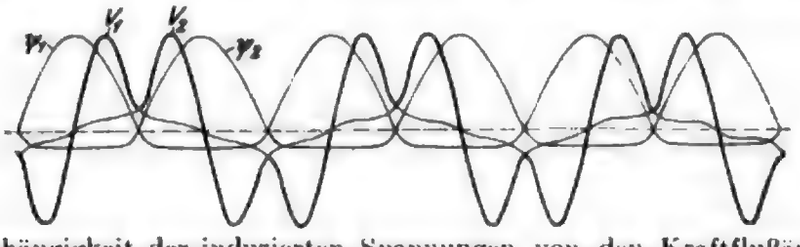


Abb. 321. Abhängigkeit der induzierten Spannungen von den Kraftflußänderungen bei entgegengesetzt geschalteter Wirkung.

somit eine zusammengesetzte Kurvenform, die entweder eine dreifache Harmonische mit erheblicher Amplitude besitzt oder auch als eine Kurvenform einer doppelten Harmonischen entsprechend aufgefaßt werden kann, welche aber nach jeder Periode einen Phasenwechsel von 180° besitzt. Man kann also durch entsprechende Abstimmung entweder die dreifache oder zweifache Harmonische jeweilig gewinnen.

Die Spannungskurvenform tritt in den Primärwicklungen der Frequenztransformatoren auf. Wenn man diese Kurvenform sich frei ausbilden läßt, so kann man sekundär die Vervierfachung, Versechsfachung, Verachtfachung usw. bei sehr gutem Wirkungsgrad erhalten.

7. Verfahren: *Anordnung zur Umwandlung eines dreiphasigen Wechselstromes in Einphasenstrom dreifacher Frequenz von F. Spinelli.* F. Spinelli hat 1912 eine Anordnung zur Verdreifachung der Frequenz unter Benutzung eines Dreiphasenstromes angegeben, bei welcher die Übersättigung des Eisens benutzt wird. Außer der Spannungstransformation wird hierbei der Drehstrom in einphasigen Wechselstrom umgeformt.

Die Anordnung ist so getroffen, daß drei Einphasentransformatoren primär in Stern geschaltet, sekundär jedoch alle drei Wicklungen in Serie geschaltet sind. Sind bei normaler Sättigung des Eisens die Primärspannungen sinusförmig, wird die Sekundärspannung Null erzeugt. Sobald jedoch das Eisen

übersättigt wird, werden die Spannungskurven abgeflacht, und man erhält eine Spannung dreifacher Frequenz. Da jedoch hierbei ein relativ großer Spannungsabfall bei Belastung eintritt, soll man zweckmäßiger einen vierten Schenkel, auf welchem die Sekundäwicklung aufgebracht wird, benutzen. Es dürfte jedoch auch bei dieser Anordnung bei Belastung ein relativ großer Spannungsabfall eintreten.

8. Verfahren: *Längs- und Quermagnetisierungstransformator von R. Goldschmidt.* Eine Frequenzverdopplung ist von R. Goldschmidt (1910) mittels der in Abb. 322 schematisch dargestellten Anordnung erzielt worden, bei welcher sowohl eine Längs- als auch eine Quermagnetisierung angewendet wird.

Berücksichtigt ist dabei die bereits von E. Rutherford gefundene Erscheinung, daß der in einer Anordnung vorhandene Magnetismus geschwächt oder verstärkt wird, wenn die betreffende Anordnung der Wirkung schneller Schwingungen ausgesetzt wird. Die Schwächung kann so weit getrieben werden, daß die Hysteresisfläche durch starke Quermagnetisierung, welche die durch die Längsmagnetisierung gerichteten Molekularmagnete dreht, auf Null reduziert wird.

In Abb. 322 stellt r ein Eisenrohr dar, welches durch eine Spule a in ihrer Längsrichtung magnetisiert wird, während durch die durch das Rohr hindurchgehende Spule b eine Quermagnetisierung des Rohres erfolgt. Die infolge der beiden Magnetisierungen sich zusammensetzenden Magnetisierungskomponenten müssen einen spiralförmigen Kraftlinienverlauf im Rohr erzeugen.

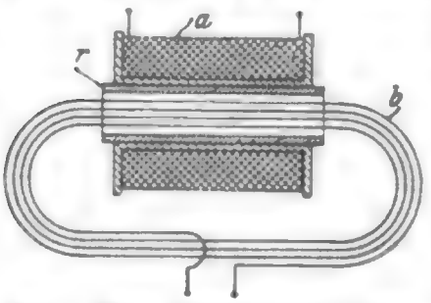


Abb. 322. Längs- und Quermagnetisierungstransformator von R. Goldschmidt.

Wenn man die Längsmagnetisierung durch Speisung der Spule a mit Gleichstrom hervorruft, die Quermagnetisierung in der Spule b durch Wechselstrom, so tritt sowohl beim positiven wie beim negativen Maximum des Wechselstromes ein Kleinstwert der Längsmagnetisierung im Rohre ein, d. h. die Längsmagnetisierung besitzt die doppelte Periodenzahl des in der Spule b fließenden Wechselstromes.

Infolgedessen wird eine EMK doppelter Periode in der Spule a erzeugt, und es lassen sich durch Benutzung des Resonanzgedankens nicht nur die erzeugten Ströme verstärken, sondern auch auf die betreffende gewünschte Periodenzahl abgleichen.

9. Verfahren: *Ventilzellen-Transformatoranordnung von J. Zenneck und H. Shoemaker.* Durch Benutzung von Ventilzellen, wie z. B. Quecksilberdampflampen, Ventilröhren usw. ist es möglich, die eine Hälfte einer Wechselstromkurve vollkommen oder nahezu zu unterdrücken.

Auf diesem Prinzip beruht ein zuerst von J. Zenneck (1899) und in abgeänderter Form später von Shoemaker angegebenes Frequenzerhöhungsverfahren unter Benutzung ruhender Transformatoren. Ein Schaltschema ist in Abb. 323 dargestellt. Der aus der Wechselstrommaschine entnommene Wechselstrom verzweigt sich und wird einerseits über die Ventilzellen a und b, andererseits direkt in die Wicklungen c und d zweier Transformatoren hineingeleitet. Die Ventilzellen sind hierbei derart gegeneinander geschaltet, daß der Strom in einen Zweig in einer Richtung, im andern Zweig in andrer Richtung hindurchgelassen wird. Man erhält infolgedessen im Transformator mit der Wicklung c eine Stromkurve, entsprechend Abb. 324 oben, im Transformator mit der Wicklung d eine Stromkurve, entsprechend Abb. 324 Mitte. Da nun auf die Transformatoren noch Sekundärwicklungen e und f aufgewickelt sind, welche einerseits unter sich direkt verbunden sind, andererseits durch eine Spule g und einen Kondensator h

kurzgeschlossen sind, erhält man in diesen Wicklungen, bzw. in dem so gebildeten Kreise eine Stromkurve, entsprechend Abb. 324 unten, d. h. einen Wechselstrom doppelter Frequenz des ursprünglich benutzten Wechselstromes. Der Kreis *e f g h* wird auf diese doppelte Frequenz abgestimmt.

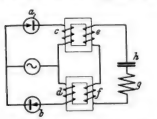


Abb. 323. Ventilzellen-Transformatoranordnung.

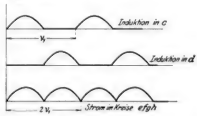


Abb. 324. Stromkurven bei der Ventilzellen-Transformatoranordnung.

Die Oszillographenaufnahme eines auf diese Weise erzeugten Stromes doppelter Frequenz gibt Abb. 325 wieder.

Abb. 325. Erzeugter Strom doppelter Frequenz.

J. Zenneck benutzte zur Frequenzvervielfachung Gleichrichter, bei denen als Elektroden Kohle und Aluminium und als Elektrolyt eine Lösung von Alaun in Wasser oder Blei und Aluminiumelektroden in 5%iger Ammoniumphosphatlösung benutzt wurden.

10. Verfahren: *Wechselstromlichtbogen von J. Zenneck.* Die Schaltungsanordnung entspricht Abb. 24 S. 44. Bei Speisung des Lichtbogens mit Wechselstrom ist in diesem eine Spannungskurve entsprechend Abb. 326 zu erhalten. Diese kann nach der Fourierschen Reihe ohne weiteres in eine Grundschwingung und eine dritte Harmonische zerlegt werden.

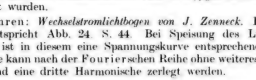


Abb. 326. Stromkurve beim Wechselstromlichtbogen.

Wählt man die Dimensionen des mit dem Wechselstrom-Lichtbogen verbundenen Kondensatorkreises derart, daß dieser eine dreimal höhere Frequenz als der Speise-Wechselstrom besitzt, so gibt er im wesentlichen nur einen Wechselstrom dreifacher Frequenz her. Ebenso gut kann man bei entsprechender Wahl der Stromkreiskonstanten den fünffachen, siebenfachen usw. Frequenzwert des ursprünglichen Wechselstromes erhalten.

11. Verfahren: *Frequenzverdopplungsmethode mittels Quecksilbergleichrichters von Kruh.* Es ist möglich, selbst bis zu hohen Frequenzen hinauf, den Queck-

Digitized by Google

silbergleichrichter zur Frequenzvervielfachung unter Benutzung von Transformatoren anzuwenden. Die Anordnung zeigt schematisch Abb. 327. Der Quecksilbergleichrichter besitzt zwei Anoden *c* und *d* und eine Kathode *k*, sowie zwei Hilfsanoden *v* und *t*, mit welchen der Bogen gezündet wird. Dieses wird durch Umkippen des Gleichrichters in der einen oder anderen Richtung bewirkt, während gleichzeitig die Schalter *a* und *b* geschlossen werden. Sobald die Zündung erfolgt ist, werden die Schalter automatisch oder von Hand geöffnet, und der normale Arbeitsvorgang des Quecksilbergleichrichters zwischen den Elektroden *k c* und *d* beginnt.

Der für die Frequenzverdopplung benötigte Transformator besitzt eine Primärwicklung *u*, in welche der Strom der einfachen Frequenz *ν* hineingeleitet wird. Die Sekundärwicklung des Transformators besteht aus den Spulen *e g* und *f g*. *s q* sowie *n m* sind mit Eisen gefüllte Drosselspulen, deren mittlere Verbindungsleiter durch einen Widerstand *r* mit einander verbunden sind.

Bei richtiger Abstimmung fließt zwischen den Punkten *g* und *p* ein Strom doppelter Frequenz gleich 2ν. Das Zustandekommen der doppelten Frequenz kann man sich wie folgt erklären. Zu irgend einem gegebenen Zeitpunkt möge *e* eine positiv gerichtete Amplitude besitzen, so daß der Strom gemäß dem eingezeichneten Pfeil über die Anode *c* nach der Kathode *k* fließt, und möge alsdann zum Punkte *p* weitergehen, woselbst der Strom die Möglichkeit hat, durch einen von zwei parallelen Wegen zu fließen. Der eine Weg ist der, der von *p* direkt in den Verbrauchskreis führt, welcher gegenüber *f* doppelte Frequenz besitzt. Der andere Stromweg besteht darin, daß der Strom durch die Drosselspule *q* nach *f* hinfließt und infolge der hierdurch bewirkten Kernmagnetisierung einen gewissen Energievorrat im Transformator aufspeichert, bis die Wechselstrommaximalamplitude erreicht ist. Sobald dies geschehen ist, zeigt die Spule gemäß dem Lenzschen Gesetz die Tendenz, sich in derselben Richtung zu entladen, und zwar einerseits fließt ein Strom über die Anode *d* und wiederum nach der Kathode *k* sowie über *i* zum Punkte *p* zurück, infolgedessen einen Strom derselben Richtung wie im vorhergehenden Moment erzeugend; andererseits geht ein Teilstrom über *w f* durch die nun kommende Spule nach *g* und über den Verbrauchskreis nach *p* zurück. In letzterem Falle ist die Richtung des Stromes der von ersterem erzeugten entgegengesetzt gerichtet, so daß im Verbrauchskreis während einer Halbperiode des Speisestromes zwei entgegengesetzte Pulsationen stattfinden; d. h. also, daß der Verbrauchskreis einen Strom doppelter Frequenz besitzt.

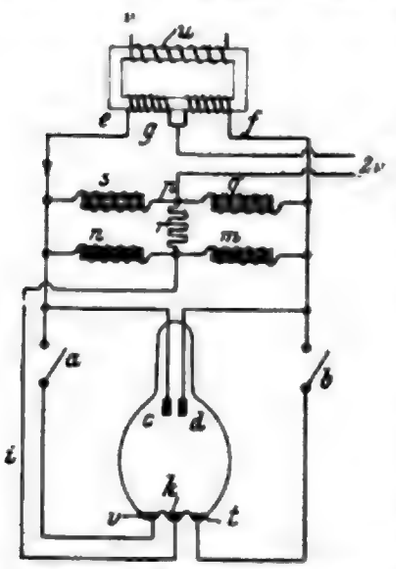


Abb. 327. Frequenzverdopplungsmethode mittels Quecksilbergleichrichters.

Die Drosselspule weist jedoch Verluste auf, infolgedessen würden die direkt vom Strom erzeugten Halbperioden größer sein als die durch die Entladung der Drosselspule herbeigeführten Halbperioden. Zur Vermeidung dieser Ungleichheit sind anstelle von nur zwei Drosselspulen deren vier vorgesehen. Die Gleichheit der erzeugten Perioden wird außerdem durch den Widerstand *r* unterstützt.

ξ) Kopplung der Hochfrequenzmaschine mit der Antenne und Konstanthaltung der Maschinentourenzahl.

Von wesentlicher Bedeutung ist die Kopplung zwischen Maschine und Antenne. Bei Funken- und Lichtbogensendern hat man, abgesehen von besonderen

Antennenformen und kleinen Wellenlängen, im allgemeinen bezüglich der Kopplung ziemlich freie Hand, und es ist, wenn man von Mehrwelligkeit und dgl. absieht, lediglich eine Frage der Antennenenergie, wie man die Kopplung wählt.

Bei der maschinellen Erzeugung hochfrequenter Schwingungen ist die Kopplung im wesentlichen jedoch durch die Selbstinduktion der Maschine oder des Transformators gegeben, und es liegt hier häufig die Gefahr vor, daß die Kopplung leicht eine zu feste werden kann. Die Energie gelangt alsdann nicht in genügendem Ausmaß von der Antenne zur Ausstrahlung, sondern schwingt vielmehr über die Maschine und kann alsdann derartige Stromstärken und Spannungen hervorrufen, daß die Maschinenisolation nicht mehr ausreicht.

Ein großes Erschwernis beim Maschinensender besteht in den Periodenschwankungen, deren Ursache eine verschiedenartige ist. Zunächst kommt hierfür die Tourenzahl des Antriebsmotors inbetracht. Beim Elektromotorantrieb, und nur ein solcher kann für die Hochfrequenzmaschine in Frage kommen, wird im allgemeinen Speisung aus dem Leitungsnetz vorauszusetzen sein. Betragen die Periodenschwankungen im Leitungsnetz nur $\pm$ ½%, was an den praktischen Betrieb schon hohe Anforderung stellt, so kann hierbei nicht mehr die volle Resonanz des Empfängers ausgenützt werden, bei welchem höchstens $\pm$ ⅓% möglichst aber nur bis zu $\pm$ 1/10% Periodenschwankungen zulässig sind.

Für die Konstanthaltung der Maschinentourenzahl ist daher zunächst wichtig, daß die Tourenzahl des Antriebsmotors möglichst geringen Schwankungen unterworfen ist. Man wählt zweckmäßig einen kompoundierten Elektromotor, welcher vorteilhaft nicht direkt vom Netz, sondern von einer Akkumulatorenbatterie aus gespeist wird. Mindestens ist Zwischenschaltung von Pufferakkumulatoren anzustreben. Außerdem wird vorteilhaft der Erregerstrom durch einen astatischen Tourenregulator oder durch einen solchen mit Vorschaltwiderstand (Abb. 770, II, S. 2) reguliert, wobei bei sinkender Tourenzahl der Feldmagnetstrom abnimmt. Der Tourenregler macht alsdann mehr Umdrehungen, und der Strom in den Feldmagneten wird gesteigert. Der Tourenregler arbeitet also hierbei ununterbrochen.

Ein weiterer Grund, welcher die Inkonstanz der Umdrehungszahl der Hochfrequenzmaschine herbeiführen kann, besteht im Tasten. In welcher Weise die hierdurch bedingten Schwankungen behoben werden, siehe unter *n*). Wenn ohne Energieausstrahlung in den Tastpausen gearbeitet werden soll, muß der maschinelle Hochfrequenzerzeuger auf eine künstliche Antenne (Ballastkreis) arbeiten.

Wenn es auch gelungen ist, verschiedene Schaltungen zu finden, mittels derer nicht eine Unterbrechung der Energie beim Tasten bewirkt wird, was schon mit Rücksicht auf die hohen sich ausbildenden Spannungen mindestens bei mittleren und größeren Energien ausgeschlossen wäre, sondern vielmehr gleichsam während des Tastens die Energie zwischen natürlicher und künstlicher Antenne hin- und herpendelt, so ist doch immerhin zu beachten, daß hierdurch wenn auch nur geringe, so doch vorhandene Tourenzahlschwankungen des Hochfrequenzgenerators und damit Wellenlängenänderungen eintreten können. Die in solchen Fällen zu bewirkende, praktisch nahezu vollkommene Konstanthaltung der Periodenzahl ist durch entsprechende Regulatoren zu bewirken.

Die Wichtigkeit der Konstanthaltung, insbesondere bei wenig gedämpften Antennen geht daraus hervor, daß mit der Tourenschwankung nicht nur die von der Maschine erzeugte Nutzfrequenz sehr erheblichen Schwankungen unterworfen ist, sondern daß auch gleichzeitig hiermit die Antennenenergie wesentlich davon abhängt. Schon bei geringen Tourenschwankungen, deren Einfluß u. a. von der Antennendämpfung abhängt, tritt ein wesentliches Sinken des Antennenstromes ein.

Digitized by Google

Ein weiterer Gesichtspunkt, welcher zwingend dafür spricht, die Tourenzahl konstant zu halten (maximale Periodenschwankungen von höchstens $\pm \frac{1}{4}\%$), betrifft den Empfänger, da diesem sonst förmliche Energiemaxima und -minima — unabhängig von den getasteten Morsezeichen — zugeführt werden, welche unter Umständen so erheblich werden können, daß ein Empfang, namentlich bei modernem Schwebungsempfang überhaupt in Frage gestellt wird.

o) Kontinuierliche Wellenvariation bei Hochfrequenzmaschinensendern.

Die Hochfrequenzmaschinensender sind ihrem ganzen Wesen nach für eine kontinuierliche Wellenvariation nicht geeignet. Ein wesentlicher Punkt besteht darin, daß die Umfangsgeschwindigkeit des Rotors mehr oder weniger aller derartiger Maschinen eine ziemlich erhebliche sein muß, und daß aus Energiegründen die in der Schwungmasse vorhandene lebendige Arbeit eine recht erhebliche ist, so daß man nicht rasch auf eine andere Tourenzahl, also andere Welle umstellen kann.

Ein zweiter wesentlicher Punkt, welcher aber auch die Anlagen mit statischen Transformatoren betrifft, ist der, daß, um ein Energieoptimum zu erzielen, die betreffenden Kreise auf bestimmte Wellenlängen abgeglichen sein müssen. Um also diese Wellenlängen zu verändern — wenn man nicht zufälligerweise eine der vorhandenen und den einzelnen Stufen entsprechende Wellenlänge benutzen will — müßte man nicht nur die Abstimmung des einen Kreises, sondern im allgemeinen die mehrerer Kreise variieren. Dieses ist aber meist weder rasch möglich noch auch einfach zu erzielen, sondern erfordert bestimmte Erfahrung und Übung.

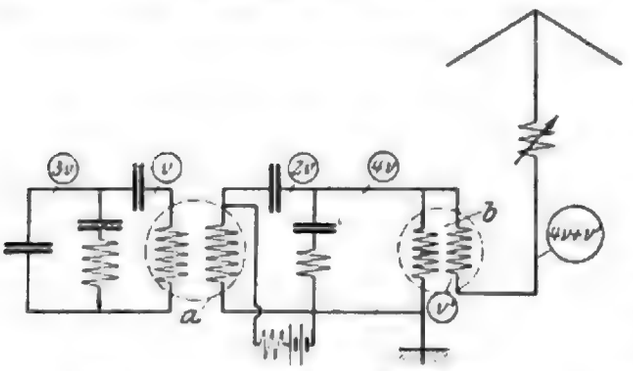


Abb. 328. In Serie geschaltete Maschinen zur kontinuierlichen Wellenvariation.

Bei Hochfrequenzmaschinensendern kann man sich, um die Wellenlänge kontinuierlich, wenn auch nicht rasch zu verändern, einer Anordnung gemäß Abb. 328 bedienen, welche allerdings zwei in Serie geschaltete Hochfrequenzmaschinen voraussetzt. Von diesen dient die erste Maschine a dazu, die Energie umzuformen, die zweite b, um die Korrektur der Wellenfrequenz herzustellen, so daß die gewünschte Welle von der Frequenz $= 4\nu + \nu'$ von der Antenne ausgestrahlt wird.

Da die zweite Maschine hier auch nur einen gewissen Wellenbereich wird bestreichen können, so muß man also, um eine kontinuierliche Wellenvariation in größerem Bereich zu erzielen, die Wellen stufenweise durch Zu- und Abschalten von Kreisen kontinuierlich durch die kleinere Hochfrequenzmaschine verändern.

Es ist hieraus ersichtlich, daß die Anordnung kompliziert und verhältnismäßig schwer zu bedienen sein wird.

π) Tastschaltung bei Hochfrequenzmaschinensendern.

Bereits aus dem oben angegebenen Grunde der Konstanthaltung der Tourenzahl der Hochfrequenzmaschine, welche für die Energieerzeugung wesentlich ist, ist die Schwierigkeit des Tastens im Morserhythmus ersichtlich. Es kommt aber noch der weitere Übelstand hinzu, daß die Unterbrechung großer Energie-

Digitized by Google

mengen, für welche die Hochfrequenzmaschinensender in der Hauptsache nur inbetracht kommen, an sich nicht einfach, bzw. bei größeren Energien (ca. > 50 KW.) überhaupt nicht mehr möglich ist. Um dieser Schwierigkeit zu begegnen, bedient man sich zweckmäßig eines Tastrelais (siehe II, S. 71 ff.) und es ist notwendig, auf besondere Tastschaltungen überzugehen.

Es ist bei jedem Hochfrequenzmaschinensender außerordentlich wesentlich, so zu tasten, daß in den Pausen der Antennenstrom vollkommen auf 0 Ampere herabgeht. Dieses nicht nur deswegen, um Energie, also Kohlen zu sparen, sondern vor allem aus dem Grund, um überhaupt keine Restenenergie in der Antenne schwingen zu lassen, die schon bei gewöhnlichem Empfang die Tastzeichen verschwommen erscheinen lassen kann, die aber vor allem beim Schnellbetrieb sich höchst störend bemerkbar machen wird, stellenweise derart, daß ein Schwebungsempfang überhaupt unmöglich ist.

Tastung des Erregerstromes der Maschine: Eine zweckmäßige Form des Tastens von Hochfrequenztransformatoren — wenigstens bei denen der Reflexionstype — wird dadurch erzielt, daß man den Erregerstrom der Maschine — im allgemeinen mittels Relais — tastet (siehe Abb. 295, S. 285). An sich kann man auch jeden Stufenkreis tasten, jedoch wird man zweckmäßigerweise hierfür den Kreis mit niedrigster Frequenz wählen.

Eine besondere Tastschaltung, bei welcher ein Taster bzw. Tastrelais, welches einen dritten Kontakt besitzt, verwendet wird, gibt Abb. 329 wieder. Der Widerstand w wird so einreguliert, daß die Tourenzahl der Antriebsmaschine sowohl bei Leerlauf (also bei geöffneter Taste) als auch bei Belastung (also gedrückter Taste) denselben Wert besitzt. Bei offenem Stromkreise wird der Widerstand w durch den Taster kurz geschlossen, wodurch die Tourenzahl von der jeweiligen Lage des Tasters unabhängig gemacht wird.

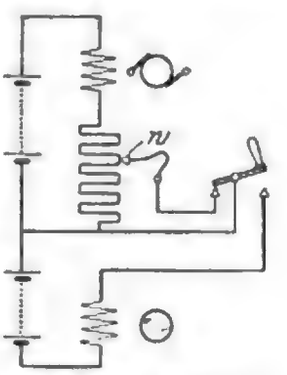


Abb. 329. Tastschaltung mit einem dritten Tasterkontakt.

Tastung mit künstlicher Antenne: Ferner ist es selbstverständlich möglich, die bei Lichtbogengeneratoren haufig angewendete Tastung mit künstlicher Antenne (siehe Abb. 211, S. 214) zu benutzen. Da jedoch die Dimensionen für die künstliche Antenne sehr groß werden würden, sind die obigen Tastanordnungen im allgemeinen vorzuziehen, wobei allerdings noch die folgenden Ausführungen bezüglich der Tourenzahl zu beachten sind. Bei der Induktormaschinentype wird man meist auf die Tastung mit künstlicher Antenne übergehen müssen, da die Selbstinduktion der Erregerspule so groß ist, daß ein ordnungsgemäßes Tasten des Erregerstromes häufig nicht zulässig sein wird.

Für die bisherigen Tastanordnungen war nicht nur der Gesichtspunkt maßgebend, in den Tastpausen keine Energie auszustrahlen, sondern man mußte die Anordnung, um die volle Resonanz im Empfänger auszunutzen, auch so treffen, daß Periodenschwankungen tunlichst unter $\pm\,{}^1/_4\,{}^0/_0$, möglichst sogar unter $\pm\,{}^1/_{10}\,{}^0/_0$ bewirkt wurden.

Aus diesen Forderungen heraus ergaben sich Schaltungen, bei denen in den Tastpausen der maschinelle Hochfrequenzerzeuger auf eine künstliche Antenne (Ballastkreis) arbeitete (Telefunken, W. Dornig). Diese Anordnungen wirkten in der Weise, daß beim Tasten die Gesamtenergie nicht völlig unterbrochen wurde, sondern vielmehr zwischen natürlicher Antenne und künstlicher Antenne im Morserhythmus hin- und herpendelte.

Diese Aufgabe konnte z. B. dadurch erfüllt werden, daß auf die Hochfrequenztransformatoren, welche von der Mittelfrequenzmaschine gespeist wurden, außer

der Primär- und Sekundärwicklung noch eine weitere Sekundär- und eine Tertiärwicklung aufgebracht wurden. Die zweite Sekundärwicklung war z. B. mit der künstlichen Antenne, welche aus Kapazität, Ohmschem Widerstand und Selbstinduktion bestand, verbunden. Die Selbstinduktion wurde ganz oder teilweise durch ein von der Handtaste betätigtes Relais kurzgeschlossen, wodurch die künstliche Antenne entsprechend verstimmt wurde. Andererseits war in den mit die erstere Sekundärspule enthaltenden Kreis gleichfalls eine Selbstinduktion eingeschaltet, welche durch ein von der Handtaste betätigtes zweites Relais bedient wurde. Durch Betätigung der Handtaste im Morserhythmus wurde also abwechselnd das eine oder andere Relais geschaltet und damit die künstliche oder die natürliche Antenne verstimmt, wodurch der betreffende verstimmte Kreis keine oder nur eine sehr geringe Hochfrequenzenergie aufnehmen bzw. ausstrahlen konnte.

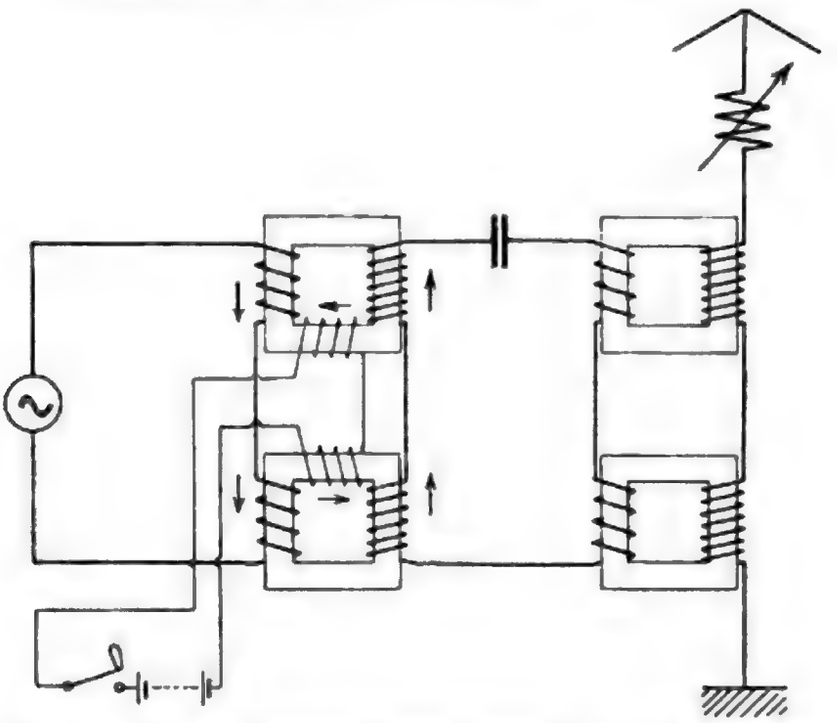


Abb. 330. Vollast-Leerlaufs-Tastanordnung von Telefunken.

Vollast-Leerlaufs-Tastanordnung von Telefunken (W. Dornig). Während die vorgenannte Tastanordnung, welche zahlreiche Modifikationen zuläßt, mit Bezug auf Konstanthaltung der Drehzahl sich gut bewährt zu haben scheint, wird neuerdings, um Primärenergie, also Kohlen zu sparen, verlangt, daß in den Tastpausen der Hochfrequenzgenerator leer läuft, also keine Hochfrequenzenergie erzeugt wird.

Eine hierfür von Telefunken (W. Dornig) neuerdings in Vorschlag gebrachte Anordnung gibt Abb. 330 wieder, wobei die eigentliche Hochfrequenzerzeugung mittels ruhender Transformatoren nur schematisch angedeutet ist.

Das wesentliche in dieser Schaltung besteht in der Benutzung eines besonderen Tasttransformators, der in zwei primär und sekundär in Serie geschaltete Hälften geteilt ist, und wobei sich auf jeder Transformatorhälfte noch je eine kleine Wicklung befindet, die gegeneinander geschaltet sind. Diese Hilfswicklungen werden vom Gleichstrom durchflossen, der mittels kleiner Relais im Morserhythmus die Permeabilität des Eisens ändert und somit den Schwingungskreis entsprechend den Morsezeichen und Pausen einstimmt oder verstimmt.

Digitized by Google

ρ) Wahl der Betriebswellenlänge und Maschinen- bzw. Transformatorart.

Die maschinelle Erzeugung hochfrequenter Schwingungen kommt in erster Linie für Großstationen inbetracht. Unter Berücksichtigung kommerzieller Zwecke, welchen eine derartige Station entsprechen soll, braucht hierbei nur mit der Erzeugung und Ausstrahlung einer oder mehrerer festen Wellen gerechnet zu werden. Diese können verhältnismäßig groß gewählt werden, da es mit relativ einfachen Mitteln möglich ist, ein entsprechend großes Antennengebilde zu schaffen (z. B. geknickte Marconiantenne).

Bei Berücksichtigung dieser Gesichtspunkte kommt aber im Hinblick auf billigen Anschaffungspreis, Betriebssicherheit und günstige elektrische Verhältnisse für die Erzeugung mindestens der Grundfrequenz in erster Linie der Induktormaschinentyp infrage. Man kann, um nicht zu große Umfangsgeschwindigkeiten des Rotors zu erhalten (kleiner als 100 m pro sec), dieselbe zweckmäßig mit einem statischen Frequenztransformatorpaar verbinden, um auf diese Weise von der Antenne eine verdoppelte, vervierfachte, versechsfachte oder verachtfachte Grundfrequenz auszustrahlen. Mit Rücksicht auf Betriebssicherheit und Ökonomie dürfte dieser Methode, wenn nicht besondere Verhältnisse vorliegen sollten, im allgemeinen der Vorzug zu geben sein, namentlich, da der hiermit erzielbare Wirkungsgrad außerordentlich hoch sein kann und die von der Antenne ausgestrahlten Schwingungen infolge der möglichen losen Kopplung zwischen Transformator und Antenne ziemlich rein sinusförmigen Verlauf besitzen können.

Wenn es möglich ist, das Antennengebilde sehr groß zu gestalten und infolgedessen die ausgestrahlte Welle ebenfalls groß zu wählen, so kann man auch daran denken, direkt die von der Maschine erzeugte Grundfrequenz von der Antenne ausstrahlen zu lassen. Im allgemeinen wird es aber auch selbst dann notwendig sein, um die Wellenlänge nicht allzu groß zu erhalten, die Umfangsgeschwindigkeit des Rotors auf 200 m/sec und darüber zu bringen, was besondere Vorsichtsmaßregeln erfordert, um die Luftreibung und damit die hierdurch bedingten Verluste auf ein erträgliches Maß zu bringen. (z. B. Füllen der Maschine mit Wasserstoff unter Überdruck, um ev. Explosion zu vermeiden.)

σ) Eigenschaften der maschinellen Einrichtungen zur Erzeugung ungedämpfter Schwingungen.

Die auf maschinellem Wege erzeugten ungedämpften Schwingungen betreffend gilt also folgendes:

Bezüglich eines Tonempfanges sind dieselben Gesichtspunkte maßgebend, welche oben bei den Lichtbogenschwingungen besprochen waren. Indessen ist zu beachten, daß ein Vorzug der maschinellen Hochfrequenzanordnungen, welche mit statischen Transformatoren arbeiten, darin beruht, daß man mit diesen Anordnungen außer dem Senden kontinuierlicher Schwingungen auch ein tönendes Senden ohne weiteres bewirken kann, indem man Schwingungen einer anderen Periodenzahl, beispielsweise einer Audionfrequenz, einem der Transformatoren zuführt oder überlagert. Auch für die Zwecke der drahtlosen Telephonie kann von diesem Verfahren gut Gebrauch gemacht werden.

Der Hochfrequenzmaschinenkreis mit kleinster Wellenlänge, bzw. der Transformatorkreis mit höchster Frequenz ist mit der Antenne verbunden, bzw. in diese eingeschaltet. Es wird daher im allgemeinen mit einer einwelligen Antennenstrahlung zu rechnen sein, wenigstens soweit es sich um die Erzeugung von Hochfrequenzschwingungen in einer Maschine handelt. Die statischen Transformatoranordnungen hingegen sowie auch einige der Maschinenanordnungen,

soweit sie darauf beruhen, eine Oberschwingung der betreffenden gewünschten Frequenzerhöhungsstufe herauszuziehen und diese in ihrer Amplitude zu ververgrößern, besitzen ein mehr oder weniger ausgeprägtes Spektrum von Oberschwingungen. Diese können unter Umständen so stark sein, daß trotz der Kontinuität und Ungedämpftheit der Schwingungen eine erhebliche Störung des drahtlosen Verkehrs auch auf größere Entfernungen hin bewirkt werden kann, insbesondere wenn es sich um Großstationen handelt. Das Vorhandensein oder der nachträgliche Einbau von Filterkreisen wird nicht immer und ganz zum Ziele führen.

Die Herstellung kleiner Wellenlängen ist bei maschinellem Betriebe schwierig, bzw. es sind solche mit einem annehmbaren Wirkungsgrade überhaupt nicht zu erzielen.

Mit zunehmender Erhöhung der Frequenz wird nicht nur infolge der erforderlichen Frequenztransformation in immer zunehmenderem Maße Energie verbraucht und infolgedessen der Wirkungsgrad verschlechtert, sondern es ist auch zu berücksichtigen, daß selbst bei sorgfältigster und geeignetster Herstellung der Hochfrequenztransformatoren (ganz kleine Dimensionen, starke Sättigung, fein unterteiltes Eisen usw.) der Wirkungsgrad sich ungünstiger gestaltet. Die Wirbelstromverluste steigen immer mehr.

Indessen besteht ein Vorteil der statischen Frequenztransformatoranordnungen gegenüber Hochfrequenzmaschinen in der Möglichkeit, auch kleinere Wellen herzustellen.

Ein zweiter Vorteil ist der, daß die Kühlung der statischen Transformatoren erheblich besser bewirkt werden kann als die von Maschinen. Hierzu kommt, daß auch die Isolation bei Transformatoren besser und einfacher als bei umlaufenden Maschinen auszuführen ist.

Dem gegenüber bedeutet der Vorteil der Reflexionsmaschine, daß bei jeder Frequenzsteigerungsstufe Energie zugeführt wird, nur ein verhältnismäßig geringes Äquivalent.

Mittlere und insbesondere große Wellenlängen sind hingegen das gegebene Anwendungsgebiet für die maschinelle Hochfrequenzerzeugung.

Ein Nachteil der maschinellen Anordnungen zur Erzeugung hochfrequenter Schwingungen, wenn man nicht auf besonders komplizierte Anordnungen übergehen will, besteht darin, daß die Wellenlänge nur stufenweise variabel ist. Wenn auch die Hochfrequenzen in der Hauptsache nur für große kommerzielle Stationen in Frage kommen werden, bei denen man von einer kontinuierlichen Wellenvariation absieht, so kann doch die Möglichkeit und der Wunsch in absehbarer Zeit bestehen, mindestens innerhalb gewisser Grenzen auch eine kontinuierliche Wellenvariation dieser Anordnungen bewirken zu können. Neuerdings ist es denn auch tatsächlich gelungen, wenigstens von etwa 15 bis 20 %, im Bereiche der festen Wellenbeträge eine kontinuierliche Wellenvariation durchzuführen. Unter Zugrundelegung (Telefunken) einer Grundwellenlänge von 50 000 m = 6000 Perioden pro Sekunde, ergeben sich folgende Wellenbereiche, innerhalb derer jede beliebige Wellenlänge für das Senden herausgegriffen werden kann:

25 000 m — 30 000 m
16 700 m — 20 000 m
12 500 m — 15 000 m
8 300 m — 10 000 m
6 200 m — 7 500 m.

Eine vollkommen kontinuierliche Wellenvariation ist nur in dem Falle möglich, daß z. B. zwei Hochfrequenzmaschinen hintereinander verwendet werden, von denen die eine den Stufenbereich der anderen Maschine kon-

tinuierlich variiert. Sonst sind bei der maschinellen Umformung niederfrequenter Energie in Hochfrequenz einzelne feste Wellen das gegebene, womit ja auch dem kommerziellen Betriebe, insbesondere bei Großstationen, im allgemeinen Genüge geleistet wird.

Bezüglich der zu erzielenden Antennenenergie liegen die Verhältnisse denkbar günstig. Eine Steigerung ist ohne weiteres und in einfachster Weise, z. B. durch Verbreiterung der Maschine oder, indem man zwei oder mehrere Hochfrequenzmaschinen parallel schaltet, möglich. Sofern es darauf ankommt, ganz große Hochfrequenzenergien zu erzeugen, dürfte voraussichtlich das günstigste eine auf dem Induktorprinzip beruhende Hochfrequenzmaschine sein, da eine solche nicht nur mit relativ geringsten Kosten herzustellen wäre, sondern auch die größte technische Betriebssicherheit aufweist. Inbetracht kommen diese Anordnungen insbesondere, wenn es sich darum handelt, mit größeren Wellenlängen, beispielsweise solchen von 8000 m und darüber zu arbeiten. Wird die Erzeugung kleinerer Wellenlängen verlangt, so kann, wenn auf störende Oberschwingungen kein allzu großes Gewicht gelegt zu werden braucht, bzw. bei entsprechender günstiger konstruktiver Formgebung die Induktormaschine mit einer oder mehreren Frequenztransformatorstufen verwendet werden.

Ein nicht zu unterschätzender Vorteil der maschinellen Erzeugung hochfrequenter Schwingungen ist der, daß bei richtigdimensionierten Anlagen, welche keine übermäßige Erwärmung aufweisen, sondern sich in zulässigen Grenzen halten, von einer Rücksichtnahme auf Erwärmung von Hochfrequenzumformern und demgemäß von einer zeitlichen Begrenzung der Betriebszeit oder notwendigen Umschaltung auf andere Hochfrequenzumformer vollkommen abgesehen werden kann. Die genügend groß dimensionierte maschinelle Anordnung zur Erzeugung von Hochfrequenzenergien kann mit derselben Betriebssicherheit und während derselben Zeitdauer arbeiten, wie dieses bei irgendeiner normalen Dynamomaschine für irgendwelche elektrotechnische Bedürfnisse der Fall ist.

Ein wesentlicher Vorteil der meisten modernen Anordnungen zur maschinellen Hochfrequenzerzeugung besteht in der Möglichkeit, daß derart getastet werden kann, daß in den Pausen zwischen den Morsezeichen keine Energie ausgestrahlt wird. Die Tastung erfolgt also zwischen Leerlauf (Tastpausen) und Vollast (Morsezeichen). Die aufzuwendende Motorleistung ist also ganz erheblich geringer als bei denjenigen Tastanordnungen mancher anderer Hochfrequenzerzeuger, bei denen mit Verstimmung mit künstlicher Antenne oder dgl. gearbeitet wird. Abgesehen davon, ist noch der Vorteil vorhanden, daß in den Pausen die Energie in den Rotoren von Motor und Hochfrequenzmaschine aufgespeichert wird, und für das Morsezeichen also ein erhöhter Energiebetrag zur Verfügung steht.

Die durch dieses Tastverfahren erzielbare Verbesserung des gesamten Wirkungsgrades der Station wird um so erheblicher sein, je größer die Station an und für sich ist, und je mehr Telegramme von der Station innerhalb der 24 Stundenschicht bewältigt werden müssen.

Bezüglich der Antennenisolationsbeanspruchung und Ausnutzung der Antenne liegen die Verhältnisse genau so wie bei den Lichtbogensendern, welche an dieser Stelle oben diskutiert waren.

Für kleine Stationen können schon aus den angegebenen Gründen die maschinell erzeugten Schwingungen überhaupt nicht inbetracht kommen. Als weiterer zu berücksichtigender Gesichtspunkt kommt die immerhin teure und in den meisten Fällen nicht ganz einfach zu bedienende Maschinen- oder Transformatoranlage hinzu.

Wenn auch die reinen Herstellungskosten einer mittelfrequenten Wechselstrommaschine für die Erzeugung von Hochfrequenzströmen mittels statischer

Transformatoren wesentlich geringer sein werden wie die einer Goldschmidtschen Reflexionsmaschine, so kann sich doch das Kostenverhältnis zugunsten der letzteren dadurch wieder verschieben, daß die erforderlichen Transformatoren, insbesondere wenn nicht eine Vervielfachung der Frequenz pro Stufe bewirkt wird, verhältnismäßig teuer werden.

H. Antennenenergie bei verschiedenen Senderanordnungen.

Die Antennenenergie ist mit Variation der Wellenlänge bei den verschiedenen Senderanordnungen keineswegs eine Konstante, sondern zeigt mehr oder weniger ausgesprochene Optima. Durch besondere Dimensionierung ist man wenigstens bis zu einem gewissen Grad in der Lage, dieses Optimum bei einer bestimmten Wellenlänge, bzw. in einem gewissen Wellenbereich willkürlich eintreten zu lassen. Es ist auch wenigstens bei ungedämpften Sendern (Lichtbogensendern) möglich, das Optimum flach verlaufen zu lassen, so daß in einem größeren Wellenlängenbereich die maximale Antennenenergie vorhanden ist. Wenn es in Zukunft darauf ankommen wird, einen störungsfreien Betrieb, insbesondere von Stationen, welche auf einem relativ kleinen Flächenraum gehäuft aufgebaut sind, zu erzielen und hierbei eine kontinuierliche Wellenvariation verlangt wird, was wahrscheinlich sein dürfte, um sich gegenseitig leichter ausweichen und störungsfrei machen zu können, so wird naturgemäß ein ungedämpfte Schwingungen erzeugendes Sendesystem, bei welchem das Optimum flach verläuft, einem solchen vorzuziehen sein, bei welchem die Antennenenergie starken Schwankungen in Abhängigkeit von der Wellenlänge unterworfen ist.

Die Abhängigkeit der Antennenenergie von der Wellenlänge rührt von verschiedenen Gründen her. In erster Linie kommen die inneren Verhältnisse des Hochfrequenzumformers inbetracht. Diese unterscheiden sich sehr wesentlich auch in diesem Punkte voneinander, da bei manchen die Hochfrequenzumformung bei kleinen Wellenlängen mit ganz erheblich geringerem Wirkungsgrad erfolgt als bei größeren Wellenlängen (niedrigeren Frequenzen), während z. B. bei manchen Entladestrecken die Zustände keineswegs so kritisch sind. Bestimmte Entladestrecken, wie beispielsweise gewisse Funkenstrecken für ideale Stoßerregung, sind überhaupt nur geeignet, nennenswerte Energien bei kleinen Wellenlängen in Hochfrequenz umzuformen. Bei Löschfunkenstrecken ist zwar der Wellenlängenbereich erheblich größer, in welchem der Sender rationell arbeiten kann, hingegen macht hierbei die Erzeugung großer Wellenlängen, also solcher über 8000 m, erhebliche Schwierigkeiten und ergibt auch meistens unsaubere Tonverhältnisse.

Ein anderer wesentlicher Punkt für das Schwanken der Antennenenergie ist aber im Gesamtwidertand des gesamten Antennenaufbaues begründet. Der Strahlungswiderstand einer Antenne nimmt im allgemeinen mit zunehmenderer Wellenlänge ab. Er besitzt meistens einen Maximalwert in der Nähe der Grundschwingung. Da aber für die Abstimmung und Wellenvariation Selbstinduktionsspulen, Kondensatoren usw. in die Antenne eingeschaltet werden, kommen für den gesamten Antennenwiderstand auch noch deren Wechselstromwiderstände inbetracht. Derselbe wird mit zunehmender Wellenlänge wachsen, so daß aus dem Zusammenwirken von Strahlungswiderständen, Wechselstromwiderständen der eingeschalteten elektrischen Elemente und den übrigen Verlustwiderständen durch Hysteresis, Wirbelstromeffekte und Isolationsverluste in den Pardunenisolatoren usw. sich im allgemeinen eine Widerstandskurve ergeben wird, deren Verlauf recht kompliziert sein kann (siehe Abb. 417, S. 385).

Betrachtet man nun den Charakter der mit Variation der Wellenlänge erzielten Antennenenergien und der bisher für die Praxis durchgebildeten und von

ihr hauptsächlich benutzten Senderanordnungen, so ergeben sich Schaulinien, welche in Abb. 331 generell wiedergegeben sind. Bei Sendern, welche mit seltenen Funkenentladungen arbeiten, ist im allgemeinen das Antennenenergieoptimum sehr scharf ausgeprägt und besitzt einen Verlauf, etwa Kurve *a* entsprechend. Ähnlich, wenngleich etwas günstiger sind die Antennenenergieverhältnisse beim tönenden Funkensystem gemäß Kurve *b*. Aber auch hier ist der Bereich, in welchem das Energieoptimum stattfindet, noch verhältnismäßig klein, während die Kurve rechts und links von diesem Optimum verhältnismäßig steil abfällt.

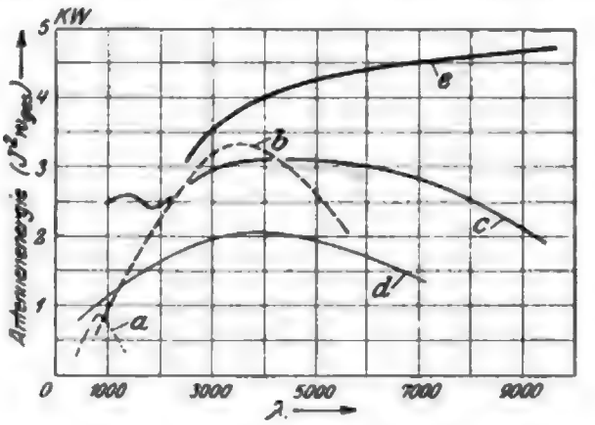


Abb. 331. Antennenenergien bei Wellenvariation für verschiedene Senderarten.

Ungleich günstigere Bedingungen liegen beim Poulsenschen Lichtbogensender vor, woselbst es durch entsprechende Dimensionierung insbesondere des Magnetfeldes möglich ist, das Energieoptimum für einen größeren Wellenlängenbereich konstant oder nahezu konstant zu halten, wie dies Kurve *c* andeutet.

Beim Röhrensender scheinen sich die Verhältnisse nicht gleich günstig einstellen zu lassen, insbesondere da bei kleineren Wellen ungünstigere Energieumformungszustände im Gitter — bzw. Anodenkreis Platz greifen können. Immerhin ist der Verlauf gemäß Kurve *d* ein noch recht annehmbarer.

Bei der maschinellen Hochfrequenzerzeugung liegen erklärlicherweise die Verhältnisse so, daß die Energie mit zunehmender Wellenlänge wächst, sich demgemäß gut auch auf einem angenäherten Konstantbetrage gemäß Kurve *e* halten läßt. Infolge Eisenverlusten bei kleinen Wellenlängen sinkt die Antennenenergie bei diesen naturgemäß beträchtlich.

J. Gleichzeitiges Senden mehrerer drahtloser Depeschen von einer Sendestation aus.

Die verhältnismäßig großen Kapitalsinvestitionen, hervorgerufen durch hohe Masten, große Antennengebilde, Hausbauten, große Kraftmaschinen, verschiedene Sender und Empfänger usw., insbesondere aber auch durch das Betriebspersonal — für transatlantischen Schnellverkehr mit Tag- und Nachtbetrieb werden bei dreischichtigem Betrieb allein etwa 50 Beamte und Hilfspersonen gebraucht — welche bei modernen Großstationen stets erforderlich sind, machen eine rationellere Ausnutzung derselben notwendig. Während man sich früher begnügen konnte, zu bestimmten Zeiten Telegramme auszusenden, welche, um einen einwandfreien Empfang betriebssicher zu erzielen, häufig mehrfach hintereinander gegeben wurden, kam man später, insbesondere nachdem die ungedämpften Schwingungen in die Praxis Eingang gefunden hatten, endlich dazu, einen richtigen Schnellverkehr einzurichten.

Neuerdings ist man dazu übergegangen, gleichzeitig von ein und derselben Sendestation aus mehrere Telegramme mit verschiedenen Wellenlängen auszusenden, wodurch die Station wesentlich besser ausgenutzt wird. So kann man beispielsweise von der Station die Depeschen für den transatlantischen Verkehr aussenden (mit großer Wellenlänge) und gleichzeitig Signale für den Nahverkehr übermitteln (mit kleiner Wellenlänge). Zweckmäßigerweise wird man allerdings im allgemeinen hierzu nicht ein und dieselbe Antenne, sondern eine Haupt-

Digitized by Google

antenne und eine kleinere Antenne benutzen, um möglichst jede interne Störung auszuschließen. Durch weitere Entwicklung und Ausbau der Röhrensender wird es möglich sein, von einer Sendestelle aus mit verschiedenen Antennen gleichzeitig fast beliebig viele, z. B. 10 Telegramme zu senden, wodurch die Wirtschaftlichkeit der Station außerordentlich erhöht wird. Durch weitere in Aussicht stehende Antennenverbesserungen kann der Verkehr fernerhin sehr gesichert werden.

K. Methoden und Anordnungen zur Herstellung phasenverschobener Schwingungen (Schwingungen, die mit Zeitdifferenzen einsetzen).

a) Allgemeine Bemerkungen.

Für manche Zwecke der drahtlosen Telegraphie, insbesondere für die Erregung von Antennen, welche mit Richtungseffekt arbeiten sollen, ist die Erzeugung phasenverschobener Schwingungen erforderlich. Im allgemeinen ist es erwünscht, die Phase beliebig einregulieren zu können, um den gewünschten Richteffekt herzustellen. In einigen Fällen wird es zweckmäßig sein, die Phasenverschiebung rasch verändern zu können, da hierdurch der Vorteil erreicht wird, die Fernwirkungscharakteristik zu verändern, also gegebenenfalls eine andere Seiten- oder Rückenstrahlung oder auch beides herzustellen.

Weit zurückreichend sind die Methoden, welche unter Benutzung zweier verschiedener Funkenstrecken und somit zweier verschiedener Kapazitätskreise es ermöglichen sollten, mit Zeitdifferenzen gegeneinander einsetzende Funken und demgemäß phasenverschobene Schwingungen zu erzeugen. Wenn auch diese frühzeitigen, zum Teil bis auf das Jahr 1858 zurückreichenden Anordnungen nicht beabsichtigt zur Erzeugung phasenverschobener Schwingungen dienen sollten, so kann doch mit diesen Anordnungen bereits dieser Effekt erreicht werden.

Es ist daher im nachstehenden die von Knochenhauer angegebene und später von Oettingen wieder aufgegriffene Methode an den Anfang der Betrachtungen gesetzt, da diese direkt zu den beiden prinzipiellen Anordnungen geführt haben. Von diesen ist die eine die Anordnung von Mach, welche zur Erzeugung mit Zeitdifferenzen einsetzender Schwingungen die Entladung von Kapazitäten benutzt, während bei der anderen von Töpler angegebenen Methode die Ladung von Kapazitäten ausgenutzt wird. Zu letzterer gehört auch in weiterer Fortentwicklung die für Richtungstelegraphie bisher am meisten in betracht kommende Methode von Mandelstam und Papalexi, mit welcher die Erfolge der Braunschen gerichteten Telegraphie (siehe Abb. 448, S. 404) erzielt wurden.

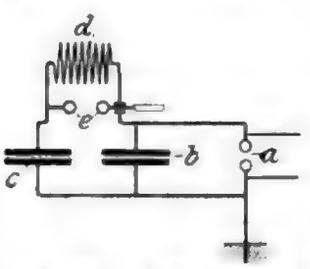


Abb. 332. Oszillationsmethode von Knochenhauer-Oettingen.

b) Oszillationsmethode von Knochenhauer-Oettingen.

Die Anordnung von Knochenhauer, welche aus dem Jahre 1858 herrührt, und die, wie gesagt, dazu dienen sollte, das Vorhandensein von Oszillationen bei der Entladung von Leydener Flaschen experimentell nachzuweisen, gibt Abb. 332 wieder. Es bezeichnet in dieser *a* die eine Entladestrecke, deren Elektroden an die Spannungsquelle, beispielsweise an eine Influenzmaschine oder Induktor angeschlossen sind. Der eine Pol der Entladestrecke wird zweckmäßig geerdet. *b* ist der eine Kondensator (Leydener-Flasche), *c* der andere. Die Belegungen (inneren) sind über eine große Selbstinduktionsspule *d* und eine parallel zu ihr liegende zweite Funkenstrecke *e* kurz geschlossen.

Während des Aufladestadiums ist die Spannung an beiden Kondensatoren *b* und *c* infolge Vorhandenseins der Spule *d* identisch, und in *e* kann ein Funkenübergang nicht stattfinden. Sobald jedoch die Entladung der Kondensatoren über die Funkenstrecke *a* einsetzt, geht auch in *e* ein Funke über, und zwar kann, wenn die Spule *d* genügend große Selbstinduktion besitzt, die Funkenstrecke *e* bis auf nahezu doppelten Abstand der Funkenstrecke *a* einreguliert werden.

Diese Anordnung ist späterhin von Oettingen (1874) mit einer geringfügigen Abänderung wieder benutzt worden, indem nämlich an Stelle der parallel zur Funkenstrecke *e* geschalteten Spule *d* ein entsprechend großer Wasserwiderstand geschaltet wurde, welcher so groß bemessen wurde, daß seine Leitfähigkeit gerade ausreichte, um langsam die Kondensatoren *b* und *c* aufzuladen. Der Effekt bei dieser Anordnung war der geschilderte.

c) Verzögerungsschaltung von Mach.

Diese bereits von E. und L. Mach 1885 zuerst angegebene und späterhin immer weiter verbesserte Schaltung sollte allerdings ursprünglich gleichfalls nicht dazu dienen, phasenverschobene Schwingungen für drahtlose Richtungstelegraphie herzustellen, sondern war vielmehr zu dem Zweck ausgebildet worden, um Beleuchtungsfunken herzustellen, die etwas später als die erzeugten Knallwellenfunken auftraten, um photographische Geschoßaufnahmen zu bewirken. Im wesentlichen ist die Machsche Schaltung identisch mit der prinzipiellen Anordnung von Knochenhauer-Oettingen.

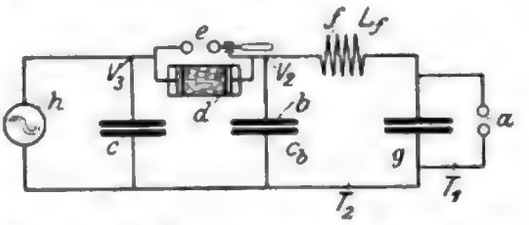


Abb. 333. Verzögerungsschaltung von Mach.

Dieselbe ist nochmals in Abb. 333 wiedergegeben. *a* ist die Funkenstrecke, in welcher der Funken zuerst einsetzt, *e* ist die andere Funkenstrecke, in welcher der mit einer Phasenverschiebung gegen *a* einsetzende Funkenübergang stattfindet. *b c g* sind Kondensatoren (Leydener Flaschen). Die Größe von *b* wird zweckmäßig so gewählt, daß dieselbe nicht allzu groß gegenüber der Selbstinduktion der Spule *f* ist, damit die entstehenden Oszillationen nicht zu stark gedämpft werden. Die Größe des Kondensators *g* wird so bemessen, daß bei möglichst kurzen Verbindungsleitungen zwischen *g* und *a* die Schwingungsdauer T_1 des Kreises *g a* erheblich abweicht von der Schwingungsdauer T_2 des Kreises *b f a b*. Es entstehen sonst Schwebungen, bzw. Interferenzschwingungen (B. Glatzel 1915), welche das gesamte Phänomen stören, und auf die weiter unten im Diagramm Abb. 336 zurückgekommen wird. Der Kondensator *b* wird im übrigen zweckmäßig ca. viermal so groß als der Kondensator *c* dimensioniert.

Während die einen Belegungen der Kondensatoren *b* und *c*, wie gezeichnet, direkt metallisch miteinander verbunden sind, sind die anderen Belege über einem Wasserwiderstand *d* miteinander verbunden. Parallel zu letzterem liegt die schon erwähnte, gegenüber *a* mit phasenverschobenen Schwingungen arbeitende Funkenstrecke *e*. Die Aufladung erfolgt mittels einer Hochspannungsbatterie oder Influenzmaschine *h*.

Sobald die Aufladung der Kapazitäten bis auf die Durchschlagsspannung in *a* stattgefunden hat, geht in *a* der Funkenübergang vor sich, und die Dauer der erzeugten Schwingungen folgt aus der Formel

$$T = 2\pi\sqrt{C_b L_f}.$$

Die Kapazität *c* entladet sich hingegen im allgemeinen nur wenig infolge der Isolationswirkung des Wasserwiderstandes *d*. Man kann es erreichen, daß die

Digitized by Google

Spannung V_3 auch während der Entladung des Kondensator b konstant bleibt, wenn man aus der Elektrizitätsquelle genügend Energie nachliefert. Unter dieser Annahme und der weiteren, daß die im Kreise $b\,f\,a\,b$ entstehenden Schwingungen sehr schwach gedämpft sind, ergibt sich, daß das Potential V_2, welches nach dem Einsetzen der Entladung den Wert $+V$ gehabt haben soll, nach einer halben Periode sein Vorzeichen umkehrt und den Wert $-V$ besitzt, wie dies die Abb. 334 darstellt. Je stärker gedämpft die Schwingung im Kreise $b\,f\,a\,b$ ist, um so größer wird die Differenz der Amplitude $-V$ gegenüber $+V$. Für den Fall ungedämpfter Schwingungen würde also nach einer halben Schwingung zwischen den Punkten V_3 und V_2 die Spannungsdifferenz $2V$ herrschen. Hierbei ist weiterhin vorausgesetzt, daß die geometrischen Formen, Metallarten usw. der beiden Funkenstrecken a und b möglichst vollkommen identisch sind.

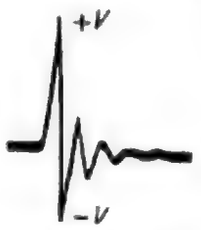


Abb. 334. Erzielbarer Schwingungsverlauf.

Stellt man die Einsatzspannung der Funkenstrecke e auf den Maximalwert ein, so wird e eine halbe Schwingungsdauer nach dem Beginn der Entladung von b, d. h. mit einer Verzögerung T_2 gegenüber der Funkenstrecke a einsetzen, wobei, genau wie bei der Schaltung von Knochenhauer-Oettingen, e mit doppelter Einsatzspannung $2V$ gegenüber der einfachen Spannung V in der Entladestrecke a arbeitet.

Man kann die Verdoppelung der Entladespannung e wenigstens bei ungedämpften Schwingungen im Kreise $b\,f\,a\,b$ auch noch so entstanden denken, daß, solange die Aufladung dauert, die beiden Kondensatoren b und c parallel geschaltet sind, und daß jeder auf die Spannung V aufgeladen wird; daß aber, wenn die oszillatorische Entladung in a einsetzt, die beiden Belegungen von b nach einer halben Schwingungsdauer ihre Vorzeichen gewechselt haben, und daß

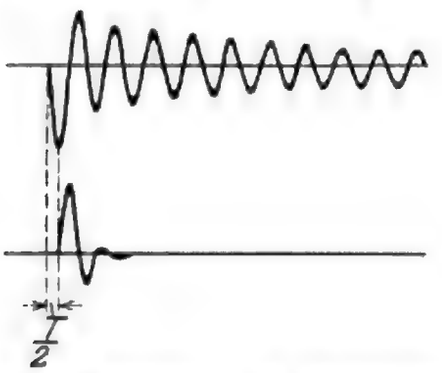


Abb. 335. Einsetzung der Funkenstrecke e um die Phasenverschiebung $\frac{T}{2}$ gegen die Funkenstrecke a.

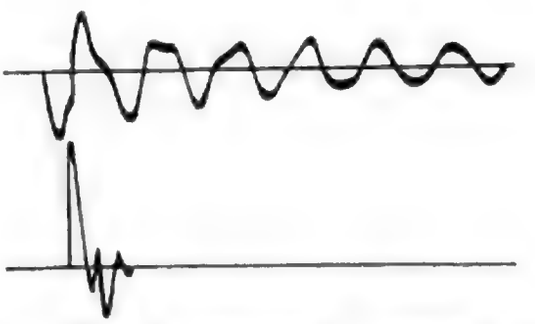


Abb. 336. Schwebungen. Unreine Entladung in der Funkenstrecke e.

nunmehr die beiden Kapazitäten b und c nach Art einer Spannungssteigerung hintereinander geschaltet sind.

Ein Beweis dieser theoretischen Überlegungen wird durch die obenstehenden beiden Oszillogramme (B. Glatzel 1915) erbracht, welche mit einem Schleifenoszillographen, also mit niedriger Schwingungszahl aufgenommen wurden. Da jedoch infolge der gewählten Funkenstrecke mit guter Löschwirkung anstelle der Funkenstrecke e die entstehenden Oszillationen sofort vernichtet wurden, enthielt die in diesem Kreise liegende Oszillographenschleife nur einen einmaligen Anstoß, und das Schwingungsbild von Abb. 335 gibt die Eigenschwingungen der Oszillographenschleife wieder, und zwar stellen die Kurven den Stromverlauf in den Kreisen $b\,f\,a\,b$ und $b\,c\,e$ dar. Die Kurven für den Spannungsverlauf würden also demgemäß um 90° in der Phase verschoben zu denken sein.

Jedenfalls ist aus dem Oszillographenbild von Abb. 335 deutlich zu ersehen, daß die Funkenstrecke e um die Phasenverschiebung $\frac{T}{2}$ gegen die Funkenstrecke a einsetzt.

Wählt man, wie schon oben erwähnt, die Schwingungsdauer T_1 T_2 nicht genügend weit auseinander liegend, so entstehen Schwebungen, welche, wie das Oszillogramm gemäß Abb. 336 zeigt, eine unreine Entladung in der Funkenstrecke e hervorruft, so daß die Phasendifferenz, mit welcher die Schwingungen in e einsetzen, gegenüber den von a hervorgerufenen Schwingungen nicht mehr bestimmt ist, bzw. daß in e sogar Partialentladungen übergehen.

Der Vollständigkeit halber sei noch darauf hingewiesen, daß es an sich auch möglich sein würde, regelmäßige Partialentladungen in e zu erzielen, was dann der Fall ist, wenn die Überschlagsspannung in e nicht auf die Maximalspannungsdifferenz V_2 einreguliert wird, sondern auf geringere Spannungswerte. Dieses ist der Fall, wenn man die Funkenstrecke e mit entsprechend geringem Abstand wählt.

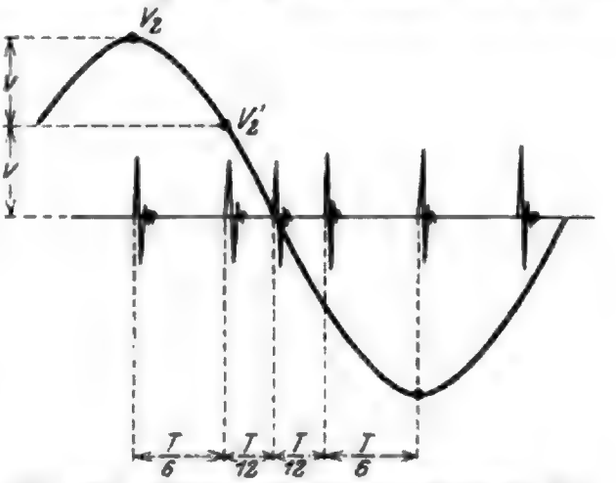


Abb. 337. Mehrere Funkenübergänge in der Funkenstrecke e.

Wählt man den Abstand in e erheblich kleiner als die in a liegende Spannung, so ist eine Abnahme der Verzögerung der phasenverschobenen Schwingungen zu beobachten, und es tritt außerdem in e nicht ein einzelner Funke, sondern mehrere Funkenübergänge auf, wie dies in Abb. 337 schematisch dargestellt ist. Die Sinuskurve stellt den Spannungsverlauf an der innern Belegung des Kondensators b, also den Punkt V_2 dar. Kurz vor der Auslösung des Funkens a ist im Punkte V_3 das gleichgroße Potential wie in V_2 vorhanden. Die Einsatzspannung der Funkenstrecke e möge hierbei v sein, dann wird, wenn die Auslösung in a vor sich gegangen ist, nach einiger Zeit die Spannung im Punkte V_2 auf den Betrag V_2' gesunken sein. Ist nun die zwischen V_2 und V_2' vorhandene Spannungsdifferenz gleich v, so wird nunmehr der erste Funkenübergang in e einsetzen. Die Kapazität c entladet sich hierbei so weit, daß nunmehr auch in V_3 die geringere Spannung V_3' gleich V_2' vorhanden ist. Man erhält alsdann den zweiten Funkenübergang, und der Vorgang wiederholt sich während der ganzen Dauer der Oszillationen im Kreise $b\,/\,a\,b$, bis schließlich die Spannungsdifferenz v für die Auslösung von Funken nicht mehr ausreicht. Es folgt also hieraus, daß die Verzögerung des Funkeneinsetzens in e nicht nur von den Konstanten des Kreises $b\,/\,a\,b$ abhängt, sondern auch von der Länge der Funkenstrecke e.

d) Verzögerungsanordnungen mittels Ladung von Kapazitäten.

Die ursprüngliche Anordnung ist ähnlich wie die obige Schaltung von Mach nicht für drahtlose Telegraphie, sondern für Beobachtungen über Knallwellen von A. Töpler (1866) angegeben worden. Diese ist im großen ganzen identisch mit der Anordnung von Mach, indessen werden die Oszillationen nicht wie bei dieser mittels Entladung von Kapazitäten, sondern vielmehr bei der Ladung von Kondensatoren erzeugt.

Diese Methode ist noch verbesserungs- und erweiterungsfähig. Unter β (S. 317) ist die für die drahtlose Praxis, wenigstens soweit gedämpfte Schwingungen

Digitized by Google

inbetracht kommen, bisher wichtigste Anordnung von Mandelstam und Papalexi besprochen.

a) Die Anordnung von Töpler.

Die Anordnung, welche unter Benutzung der in der Hochfrequenztechnik üblichen Kunstgriffe eine gute Konstanz der mit Phasendifferenz einsetzenden Schwingungen ergibt, ist schematisch in Abb. 338 wiedergegeben. Die Bedeutung der Buchstaben ist dieselbe wie in Abb. 333.

Hervorgehoben sei nur, daß die Funkenstrecke *e*, in welcher die mit einer Phasendifferenz gegenüber *a* einsetzenden Schwingungen übergehen sollen, um konstante Zeitdifferenz zu erhalten, zweckmäßig mit ultravioletten Strahlen belichtet wird, um das Einsatzpotential von *e* tunlichst konstant zu halten. Im übrigen werden auch hier die Zuleitungen von *e* zum Kondensator *b* so kurz als möglich gemacht, um die Selbstinduktion herabzusetzen.

Die Wirkungsweise ist folgende: Der Kondensator *c* wird von der Hochspannungsquelle aus aufgeladen. Ist die Maximalspannung erzielt, so entladet sich *c* über die Funkenstrecke *a*, die Selbstinduktion *f* und den Kondensator *b*. Hierbei ist zu beachten, daß nach beendeter Aufladung von *c* ein statischer Zustand eintritt, bei welchem die mit *c* verbundene Belegung von *b* das volle + Potential, und die andere Belegung infolge der vorhandenen Influenzwirkung das volle − Potential besitzt. Es herrscht also in *a* dieselbe Spannung wie an den Belegungen des Kondensators *c*, wenigstens so lange, als *b* nicht unendlich klein ist.

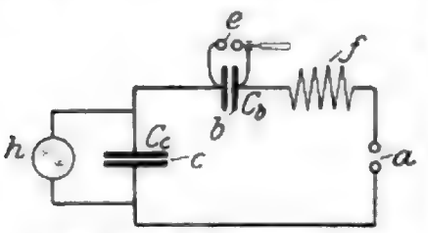


Abb. 338. Anordnung von Töpler.

Bezüglich der Dimensionierung der beiden Kondensatoren sei gleich hier vorausgeschickt, daß das Energieoptimum eintritt für den Fall, daß die Kapazitäten beide gleich groß, also daß *b* gleich *c* ist.

Infolge des Funkenüberganges in *a* ist also der Kondensator *b* geladen. Wesentlich ist nun, daß diese Ladung von *b* ebenso wie die Entladung von *c* im allgemeinen in oszillatorischer Form vor sich geht (B. Glatzel, 1915), wobei die Amplitude beider Schwingungen allmählich abnimmt, bis schließlich der statische Zustand erreicht ist. Hierbei hat sich die ursprünglich auf *c* vorhandene Gesamtladung Q in die auf *c* vorhandene Ladung q_1 und die auf *b* befindliche Ladung q_2 geteilt.

Während des Entladungs- bzw. Ladungsvorganges pendeln also die jeweiligen Ladungen beider Kondensatoren um ihre Endwerte hin und her, so zwar, daß stets vorhanden ist:

$$Q = q_1 + q_2.$$

Hierbei muß stets die Ladung auf *b* ein Maximum sein, wenn die Ladung in *c* ein Minimum ist und umgekehrt.

Eine Verdoppelung der Einsatzspannung V an der Funkenstrecke *e*, welche mit einer Phasenverschiebung gegen *a* einsetzt, ist hiernach bei ungedämpften Schwingungen nicht möglich, da sie auftreten könnte im Falle, daß *b* gleich 0 wäre. Man kann also nur eine Verdoppelung der Endspannung V_e erhalten.

Es läßt sich mathematisch nachweisen, daß, wenn man *e* auf Maximalfunkenlänge einstellt und gleich $2\,V_c$ macht, man in *c* mit einer Zeitdifferenz von $\frac{T}{2}$ gegen die in *a* einsetzenden Schwingungen erhält. In Wirklichkeit ist die Phasenverschiebung nicht ganz so groß, da das Dämpfungsdekrement des Kreises nicht gleich 0 ist. Der Einfluß der Dämpfung vergrößert die Verzögerung des Funkeneinsetzens in den beiden Funkenstrecken.

Eine Oszillographenaufnahme, wobei die eine Oszillographenschleife direkt mit dem Schwingungskreise *c b f a* verbunden war, die andere Schleife an Stelle der Funkenstrecke *e* parallel zum Kondensator *b* gelegt war, ist in Abb. 339 wiedergegeben. Man ersieht hieraus, daß sich der Kondensator *b* oszillatorisch aufladet, wobei zwischen dem Ladestrom und der Spannung eine Phasenverschiebung von 90° besteht.

Es ergibt sich also, daß, wenn eine bestimmte Zeitdifferenz t zwischen den beiden Funkenstrecken *a* und *e* hergestellt werden soll, die Frequenz des aus *c b f* bestehenden Schwingungssystems durch passende Wahl seiner Konstanten so einzuregulieren ist, daß die gewünschte Zeitdifferenz $t = \frac{T}{2}$ ist, wobei

$$T = 2\pi\sqrt{L \cdot \frac{C_c \cdot C_b}{C_c + C_b}}.$$

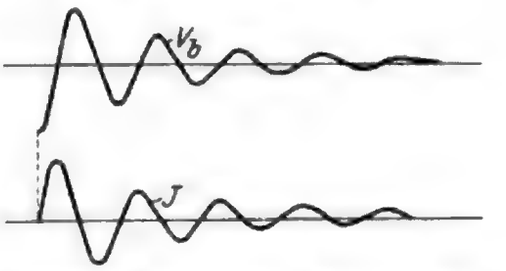


Abb. 339. Kondensator *b* oszillatorisch aufgeladen; zwischen Ladestrom und der Spannung besteht eine Phasenverschiebung von 90°.

Dieses gilt streng genommen nur für den Fall, daß keine Dämpfung in dem Kreise vorhanden ist.

Wählt man die Funkenstrecke *e* kleiner, als der Maximalspannung entspricht, so wird hiermit auch die Verzögerung kleiner, genau wie dies bei der Machschen Anordnung auseinandergesetzt war.

β) Schaltung zur Erzeugung phasenverschobener Schwingungen von L. Mandelstam und N. Papalexi (Telefunken).

In Fortentwicklung des Gedankens von Töpler, die Kondensatorladung zur Erzeugung phasenverschobener Schwingungen zu benutzen, ist, hauptsächlich um die Braunsche Richtungstelegraphie zu ermöglichen, von L. Mandelstam und N. Papalexi (1905) die Anordnung zur Erzeugung phasenverschobener Schwingungen gemäß Abb. 340 für den einfachsten Fall, wo es sich um zwei einfache Schwingungskreise handelt, welche je eine Funkenstrecke besitzen, wiedergegeben.

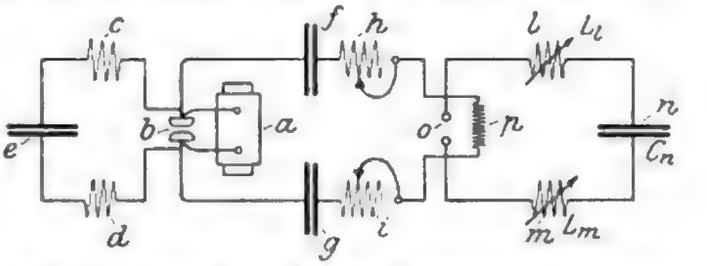


Abb. 340. Schaltung zur Erzeugung phasenverschobener Schwingungen von Mandelstam und Papalexi.

a ist eine Hochspannungsquelle, beispielsweise ein Induktor. Mit demselben ist eine erste Funkenstrecke *b* verbunden. Parallel zu dieser Funkenstrecke liegen einerseits die symmetrisch angeordneten Selbstinduktionsspulen *c* und *d*, welche über einen Kondensator *e* geschlossen sind. Andererseits liegen an dieser Funkenstrecke die Elemente eines weiteren Schwingungssystemes, welche aus den Kondensatoren *f g*, den Selbstinduktionsspulen *h i l* und *m* und einem diese letzteren beiden Selbstinduktionsspulen überbrückenden Kondensator *n* bestehen. Die Spulen dürfen weder aufeinander, noch auf die Spulen *c d* in irgend einer Weise induzieren, da sonst die gesamten Verhältnisse außerordentlich viel komplizierter werden. Ferner ist noch eine weitere Funkenstrecke *o* vorgesehen, welche als Hilfsfunkenstrecke bezeichnet werden möge. Letztere kann durch ein die Aufladung der Kondensatoren dieses Systemes ermöglichendes Mittel, z. B. einen Widerstand oder eine Spule hoher Selbstinduktion *p* überbrückt werden.

Digitized by Google

Die Wirkungsweise beim Betriebe ist nun folgende: Die elektrischen Dimensionen sind so gewählt, daß die Frequenz des Kreises *b c e d* dieselbe ist, wie die des Kreises *o l n m o*. Diese beiden Systeme sind also aufeinander abgestimmt. Ferner aber ist die in Abb. 340 mit *n* bezeichnete Kapazität größer angenommen als der Gesamtwert der in dem betreffenden Kreise vorhandenen Selbstinduktion.

Es ist also:

$$\frac{1}{\omega C_n} > \omega (L_l + L_m),$$

d. h. daß die Frequenz des Kreises *b f h l n m i g b* kleiner ist als die des Kreises *b c e d*.

Die Elektroden der Funkenstrecke *o* werden so weit auseinandergezogen, daß gerade eben noch ein Funkenübergang zwischen ihnen stattfindet, sobald die Funkenstrecke *b* sich in Tätigkeit befindet. Dadurch nun, daß die Funkenstrecke *b* arbeitet, werden nicht nur im Kreise *b c e d* Schwingungen dieser Frequenz, sondern es werden auch gleichzeitig Schwingungen im System *b f h l n m i g b* hervorgerufen, wobei dieses System mit der diesen elektrischen Elementen eigentümlichen Frequenz schwingt. Hierbei wird ein Funkenübergang in der Hilfsfunkenstrecke *o* erst eintreten und alsdann auch erst die Eigenschwingungen des Systems *o l n m o* einsetzen, wenn die Spannung in der Funkenstrecke *o* ihren Höchstwert erreicht hat. Dieses tritt aber erst ein eine halbe Periode später, als das System *b f h l n m o i g b* zu arbeiten begonnen hat. Da nun die elektrischen Elemente dieses Kreises, insbesondere die Selbstinduktionsspulen *l* und *m* variabel gemacht werden können, hat man ein Mittel an der Hand, die Eigenschwingungen des Kreises *o l n m o* entsprechend später einsetzen zu lassen, als die Schwingungen im Kreise *b c e d b*; d. h. also, die Schwingungen des Kreises *o l n m o* können eine beliebige Phasendifferenz gegenüber dem Kreise *b c e d b* erhalten.

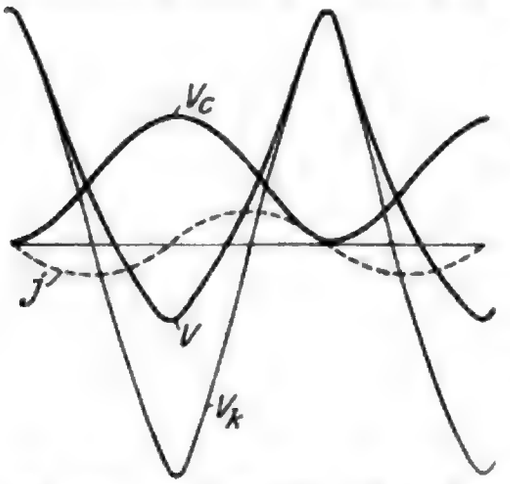


Abb. 341. Spannungen und Stromstärken im Hilfskreise.

Trägt man die entstehenden wesentlichsten Stromstärken und Spannungskurven graphisch auf, so erhält man ein Diagramm entsprechend Abb. 341. Hierin ist V die Spannung an den Elektroden der Funkenstrecke, V_c ist die Spannung an den Belegen des Kondensators, V_k die elektromotorische Kraft und J der Strom, welche im Kreise *o l m n o* auftreten.

Es ist hieraus ersichtlich, daß die Spannung V_c infolge des zur Funkenstrecke *o* parallel geschalteten großen Ohmschen- oder selbstinduktiven Widerstandes, welcher während der Ladung den Kondensator *n* kurz schließt, bei Beginn der Entladung Null ist. Desgleichen ist selbstverständlich bei Beginn der Entladung der Strom J Null. Die Spannung an der Funkenstrecke V hat hingegen, ebenso wie die elektromotorische Kraft V_k, welche sich im Kreise ausbildet, beim Einsetzen der Funkenentladung in *o* ihren Maximalwert. Die gezeichneten Kurven gelten im übrigen für den Zustand, daß V_c kleiner als V_k ist.

Als weitere Erfordernisse, um das Einsetzen der phasenverschobenen Schwingungen betriebssicher zu bewirken, gilt, daß bei Sauberhaltung der Funkenelektroden *o* das Zwischenmedium zwischen diesen Elektroden auch bei dieser

Digitized by Google

Anordnung vorteilhaft ionisiert wird, um ein regelmäßiges Funkeneinsetzen zu bewirken.

Trotz Beachtung aller vorstehenden Gesichtspunkte krankt diese Anordnung doch an dem Übelstand, daß die hierbei benötigten Funkenstrecken zu kapriziöse und Zufälligkeiten zu sehr unterworfene Apparate sind, als daß dauernd mit einer betriebssicheren Erzeugung phasenverschobener Schwingungen gerechnet werden könnte.

c) Anordnung für ungedämpfte phasenverschobene Schwingungen von G. E. Petit.

Die Anordnung für ungedämpfte Schwingungen, wobei eine beliebige Hochfrequenzquelle, wie beispielsweise ein Lichtbogengenerator, eine Röhre, eine Hochfrequenzmaschine oder dergleichen als Schwingungsquelle benutzt werden kann, von G. E. Petit ist in ihrem Aufbau und in ihrer Wirkungsweise wesentlich einfacher und erheblich betriebssicherer, da nicht mit einer Zufälligkeiten ausgesetzten Hilfsfunkenstrecke gearbeitet wird.

Das Wesen der Anordnung ist gemäß Abb. 342 folgendes:

a ist eine Hochfrequenzquelle, welche in einem Kreise, bestehend aus den Selbstinduktionsspulen *b* und *c* und dem Kondensator *d*, hochfrequente Schwingungen konstanter Amplitude erzeugt. Von diesem System aus wird auf ein zweites System, bestehend aus den Spulen *e* und *f* und einem Kondensator *g*, induziert. Beide Systeme mögen aufeinander abgestimmt sein. Es bilden sich alsdann in dem zweiten System ohne weiteres ungedämpfte Schwingungen aus, welche gegenüber den in dem ersten System erzeugten Schwingungen eine Phasendifferenz von 90° besitzen.

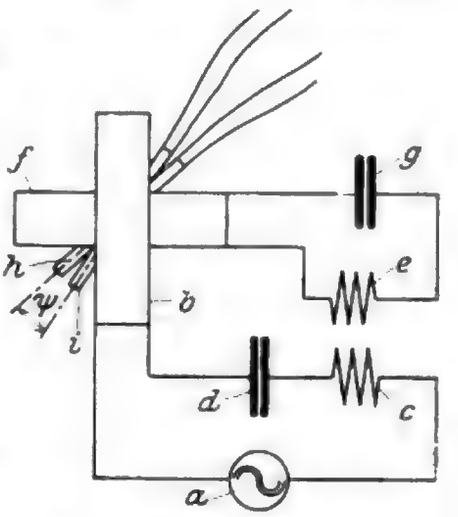


Abb. 342. Anordnung für ungedämpfte phasenverschobene Schwingungen von Petit.

Mit Rücksicht auf die in Abb. 342 schematisch dargestellte Anordnung der Spulen *b* und *f* können infolge des sich im Inneren dieser Spulen ausbildenden Drehfeldes in zwei weiteren, innerhalb dieser Spulen angeordneten Selbstinduktionsspulen *h* und *i* ungedämpfte Schwingungen erzeugt werden, welche eine Phasendifferenz gegeneinander besitzen, die direkt dem Winkel ψ entspricht, den die beiden Spulen miteinander bilden, sofern bei Gleichheit der Spulendimensionen *b* und *f* die in diesen Spulen vorhandenen Ströme diese Amplitude besitzen.

Die Phasendifferenz ψ ist also beliebig einregulierbar, dadurch daß man die Spulen *h* und *i* gegeneinander verdreht. Macht man die Spulen *b* und *f* verschieden groß, so kann man die Amplituden der in den Spulen *h* und *i* induzierten Ströme entsprechend variieren.

L. Bilder gedämpfter und ungedämpfter Schwingungen im Schwingungsanalysator.

Bei den bisherigen Betrachtungen hatten wir, ausschließlich hinsichtlich der Fixierung der Schwingungen, die mit einem Schleifenoszillographen, der Braun-Zenneckschen Röhre (S. 76 ff.) oder dem Glimmlicht-Oszillographen (S. 88 ff.) erhaltenen Bilder betrachtet. Bei den Stationen der drahtlosen Praxis würde aber einerseits die Aufstellung eines derartigen Glimmlicht-Oszillographen zu umständlich sein, andererseits erfordert derselbe eine besondere Wartung, welche geschultes

Personal verlangt, und die man namentlich bei einfachen und billigen Sendern nicht voraussetzen kann. Es wird daher bei den Stationen, soweit man überhaupt darauf Wert legt, die erhaltenen Senderschwingungen festzustellen und zu kontrollieren, fast ausschließlich der Schwingungsanalysator (S. 75 ff.) verwendet, und es sind infolgedessen die mit diesem erhaltenen, für die einzelnen Sender typischen Schwingungsbilder in den Abb. 343 bis 349 wiedergegeben. Der Motor des Analysators hatte bei allen Aufnahmen nahezu dieselbe Tourenzahl.

Abb. 343. Seltene Funkenentladung.

Abb. 344. Wiensche Schwebungsstoßfunken.

Das Bild einer seltenen Funkenentladung zeigt Abb. 343. Die Heliumröhre des Analysators leuchtet infolge der seltenen Funkenentladungen nur an einigen Stellen auf.

Den Entladungsvorgang nach dem Wienschen Schwebungsstoßverfahren mit dem Schwingungsanalysator betrachtet zeigt Abb. 344 für einen Funken

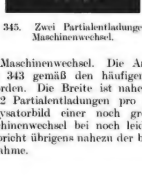


Abb. 345. Zwei Partialentladungen pro Maschinenwechsel.

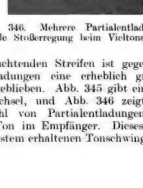


Abb. 346. Mehrere Partialentladungen. Ideale Stoßerregung beim Vieltonsystem.

pro Maschinenwechsel. Die Anzahl der leuchtenden Streifen ist gegenüber Abb. 343 gemäß den häufigen Funkenentladungen eine erheblich größere geworden. Die Breite ist nahezu dieselbe geblieben. Abb. 345 gibt ein Bild für 2 Partialentladungen pro Maschinenwechsel, und Abb. 346 zeigt das Analysatorbild einer noch größeren Anzahl von Partialentladungen pro Maschinenwechsel bei noch leidlich gutem Ton im Empfänger. Dieses Bild entspricht übrigens nahezu der beim Vieltonsystem erhaltenen Tonschwingungsaufnahme.

Digitized by Google

Von den mittels der idealen Stoßerregung beim Vieltonsystem erhaltenen Schwingungen gibt Abb. 347 ein Bild. Es ist hierbei ein Schwingungsanalysator mit zwei Röhren benutzt worden. Die mit der inneren Röhre erhaltenen Schwingungskomplexe sind die des Tonkreises, während die äußeren Komplexe die in der Antenne hervorgerufenen darstellen.

Abb. 347. Ideale Stoßschwingungen beim Vieltonsystem.

Abb. 348. Mittels Lichtbogengenerators erzeugte ungedämpfte Schwingungen.

Die Aufnahme der mittels eines Lichtbogengenerators erzeugten ungedämpften Schwingungen zeigt Abb. 348 als gleichmäßig leuchtende Ringfläche.

Das gleiche Bild würde für ungedämpfte Schwingungen erhalten werden, welche auf maschinellem Wege oder mittels Röhrensenders erzeugt werden.

Speist man eine Hochfrequenzmaschine mit Wechselstrom, um Töne im Empfangstelephon zu erzielen, so erhält man mit dem Schwingungsanalysator ein Bild gemäß Abb. 349.

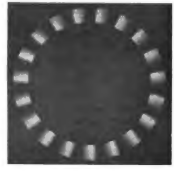


Abb. 349. Hochfrequenzmaschine mit Wechselstromerregung.

M. Wahl des Sendersystems.

Die Auswahl des für eine Station vorzusehenden Sendersystems hängt von den mannigfaltigsten technischen und elektrischen Anforderungen ab, so daß es verhältnismäßig schwierig ist, allgemeine Gesichtspunkte anzugeben.

Gerade durch den Weltkrieg und infolge des Wunsches, die Verkehrsverbindungen immer mehr zu vervollkommnen, bildet sich die Entwicklung nach der Richtung heraus, daß auf derselben Fläche die Anzahl der Stationen immer mehr wächst. Die notwendige Folge davon ist, daß ohne Anwendung besonderer Vorsichtsmaßregeln der Empfangsverkehr immer mehr Störungen erfahren wird und zwar um so mehr, je weniger abstimmfähig die Senderschwingungen sind, je mehr Oberschwingung sie besitzen, je weniger charakteristisch dieselben und je größer die Senderenergien sind, welche ausgestrahlt werden. Es muß daher das nachdrücklichste Bestreben vorhanden sein, unter Berücksichtigung mindestens von einer gewissen Stationslichte pro Flächeneinheit an gerechnet.

Digitized by Google

die in dieser Flächeneinheit errichteten Sender mit gut resonanzfähigen, keine hervortretenden Oberschwingungen besitzenden, kontinuierlichen und ungedämpften Senderschwingungen zu versehen, um so mehr, als außer der direkten Störung der Stationen noch deren zeitweilige Außerbetriebsetzung inbetracht kommen könnte, wodurch außer Gefährdung der Betriebssicherheit noch eine Herabsetzung der Ökonomie bewirkt werden würde.

Zur Störbefreiung durch ungedämpfte Senderschwingungen ist neuerdings in hervorragendem Maße Gelegenheit gegeben, da mittels maschineller Erzeugungsart und durch Lichtbogensender große und mittlere Sendeenergien, mittels Röhrensenders kleine und auch mittlere Energien verhältnismäßig bequem und betriebssicher erzeugt werden können.

Dieses vorausgeschickt gilt für die Gegenwart und mindestens auch für die nächste Zukunft folgendes:

Bei festen Stationen wird es auf die Größe der Senderenergie, auf die Nähe benachbarter Stationen, atmosphärische Verhältnisse und dgl. ankommen. Großstationen sollten überhaupt nur mit gut resonanzfähigen kontinuierlichen Schwingungen betrieben werden. Als hervorragender Hochfrequenzumformer kommt die maschinelle Anordnung zur Erzeugung großer Hochfrequenzenergien in erster Linie inbetracht, welche gestattet, die der Antenne zuzuführende Energie nahezu beliebig zu bemessen. Ein Antennenstrom von 450 Ampere ist heute keine Seltenheit mehr, derselbe reicht bereits aus, den halben Erdumfang zu beherrschen, wenngleich hierbei die stete Betriebssicherheit noch zu wünschen übrig lassen wird. 600—700 Ampere Antennenstrom dürften für einen betriebssicheren Verkehr auf 20000 km genügen. Der Nachteil der maschinellen Anordnungen, die Welle nicht beliebig und meist auch nicht rasch variieren zu können, wird sich bei derartigen Großstationen, die in der Hauptsache kommerziellen Zwecken dienen werden, nicht fühlbar machen.

Will man die Wellenlänge in weitestem Bereiche kontinuierlich und rasch veränderlich gestalten und kann der verlangte Antennenstrom für eine entsprechend geringere Reichweite kleiner gehalten werden, insbesondere handelt es sich um Antennenenergien bis zu etwa 50 KW herauf, so hat man im Lichtbogengeneratorsender einen in fast jeder Beziehung idealen Hochfrequenzumformer, welcher direkt in die Antenne eingeschaltet werden kann, so daß also mit nur einem Handgriff die Wellenlänge sofort und kontinuierlich variiert wird, und wobei der Lichtbogensender im allgemeinen nicht den häufig bei maschinellen Anordnungen vorhandenen Übelstand der stark ausgeprägten Oberschwingungen besitzt.

Bei beiden Anordnungen ist es übrigens in einfachster Weise möglich, Töne im musikalischen Bereich zu empfangen und außerdem den Ton beliebig im Empfänger einregulieren zu können, so daß man sich von anderen Sendern, atmosphärischen Störungen u. dgl. freimachen kann.

Für kleinere feste Stationen kommen neben dem Lichtbogengeneratorsender auch Funkensender und Röhrensender inbetracht, allerdings erstere nur dann, wenn auf dem von dem Sender zu beherrschenden Flächenstück die Anzahl anderer Stationen gering sein wird und die Senderenergie klein gehalten werden kann. In jedem Fall sollte man, sofern man einen Funkensender benutzt, die Antennenenergie nur für die inbetracht kommende Reichweite bemessen, da sonst leicht Gefahr gelaufen wird, andere Stationen zu stören, um so mehr, als Empfangsanlagen ohne Lautverstärker in Zukunft eine Seltenheit bilden werden. Funkensender, welche mit seltenen Funkenentladungen arbeiten, sollten überhaupt für nennenswerte Antennenenergien nicht mehr gebaut werden. Bei Benutzung von Röhrensendern für feste Stationen wird man wenigstens unter Zugrundelegung der heute gestellten Anforderungen der Brenndauer der Sender-

Digitized by Google

röhren (bei Wechselstromspeisung sind auch die relativ teuren Gleichrichterröhren inbetracht zu ziehen) und ihrem hohen Herstellungspreis kaum mehr als etwa 10 KW Antennenenergie als Schwingungserzeuger wählen, wobei durch entsprechende Sekundär- oder Tertiärschaltung auf Ausmerzung von Oberschwingungen größter Wert gelegt werden muß.

Bei beweglichen Stationen spielen Transport- und Bedienungsmomente u. a. eine wesentliche Rolle. Da hierbei die Reichweite auch in den meisten Fällen schon aus natürlichen Gründen eine begrenzte sein wird, haben die weniger resonanzfähigen Anordnungen mit gedämpften Schwingungen eine bessere Möglichkeit, herangezogen zu werden. Maschinelle Anordnungen werden, wenigstens soweit man die heutigen Mittel berücksichtigt, für bewegliche Stationen um so weniger inbetracht kommen, als man die Antenne diesen kaum anpassen kann. Ihre Hauptvorteile würden somit verschwinden. Aber auch Lichtbogengeneratorsender kommen nur für gewisse Typen beweglicher Stationen, vorzugsweise für Schiffsstationen inbetracht, wo sich der immerhin für Transportzwecke wenig geeignete Aufbau der Schwingungskreiselemente lohnt.

In hervorragendem Maße für bewegliche Stationen geeignet sind hingegen Funkensender mit rotierender oder Löschfunkenstrecke. Alle Vorteile, welche diese Sender besitzen, können hierbei zur Geltung kommen: guter musikalischer Ton, genügend leicht steigerbare oder schwächbare Antennenenergie, kontinuierliche Wellenvariation im weiten Bereiche, insbesondere auch kleine Wellenlängen. Die beiden für den Schiffsverkehr gesetzlich vorgeschriebenen Wellen von 300 und 600 m können gerade mit diesen Sendern in hervorragendem Maße hergestellt werden. Als Vorteil dieser Sendertypen ist für bewegliche Stationen auch noch der der einfachen Handhabung und Zusammensetzung anzusehen.

Einen gefährlichen Rivalen haben die tönenden Funkensender allerdings in den Röhrensendern erhalten, um so mehr, als der Fernwirkungsgrad bei diesen besonders günstig und die Störungsfreiheit für Empfangsstationen außerordentlich verbessert werden kann. Gerade für leicht bewegliche Stationen, wie insbesondere tragbare Stationen, wofür bis ca. 1917 die tönenden Funkensender allein infrage kamen, ist oder wird in der nächsten Zeit durch Röhrenstationen der Rang vollkommen abgelaufen werden, da nur durch diese die Möglichkeit vorhanden ist, eine fast beliebige Menge von kleinen tragbaren oder überhaupt von beweglichen Stationen auf begrenztem Raum zusammenarbeiten zu lassen, ohne sich zu stören. Die günstigsten Empfangsbedingungen, welche der in einem Empfänger ohne weiteres umschaltbare Röhrensender außerdem besitzt, und die Tatsache, daß bereits ohne weiteres eine Verstärkung der Empfangsschwingungen in derartigen Röhrenapparaturen gegeben sein kann, ist ein weiterer wesentlicher Punkt für die zunehmende Einführung derartiger Sender.

Bei Luftschiff-, Ballon- und Flugzeugstationen wird im höchsten Maße die Anforderung des geringen Raumbedarfes, des kleinen Gewichtes, bequemer Handhabung und der Vermeidung von Außenfunkenerscheinungen verlangt. Maschinelle Anordnungen und auch Lichtbogengeneratoren für Schwingungserzeugung würden da selbstverständlich nicht am Platze sein, um so weniger, als die Antennenverhältnisse relativ ungünstig sind. Aber auch tönende Funkensender, welche bisher allein das Feld beherrscht haben, dürften künftig um so weniger Aussicht auf Einführung haben, als die auftretenden Spannungsamplituden naturgemäß mehr oder weniger hohe sind und bei Isolationsdefekten der Antenne oder des Gegengewichtes, sofern diese mit den Tragflächen in Verbindung stehen, direkt zu Funkenerscheinungen Veranlassung geben können. Allerdings können Fälle vorkommen, wie beispielsweise bei Kampfflugzeugen, wo eine besondere Bedienungsperson für den drahtlosen Apparat nicht zur Verfügung steht und infolgedessen eine primitivere, betriebssichere, keine

Komplikationen ergebende Sendeeinrichtung verlangt werden muß, wofür nur ein tönender Funkensender infrage kommen dürfte. Hierbei ist naturgemäß auf beste Isolierung der Antenne, bzw. des Gegengewichtes größter Wert zu legen, welche aber nicht verhindert, daß beim Durchschießen einzelner Drahtführungen Funken und somit Brände auftreten können. Hingegen wird man im allgemeinen bei allen Stationen des Luftverkehrs den Röhrensender vorziehen, da er bei äußerst gedrängtem und leichtem Zusammenbau, der Möglichkeit mit einer Apparatur senden und empfangen zu können, auch in hervorragendem Maße der Forderung einer Richtungswirkung entspricht, welche für Luftstationen auch zur Richtungs- und Ortsbestimmung um so mehr von ausschlaggebender Bedeutung sein wird, als sich die Zahl der Luftschiffe, Flugzeuge usw. vergrößert.

Es ist also nicht denkbar, mit einem Sendersystem allen Anforderungen nachkommen zu wollen, vielmehr hat jedes Sendersystem seine Vorteile, welche es für bestimmten Gebrauch besonders geeignet erscheinen lassen. Im übrigen ist außer den oben diskutierten Gesichtspunkten der Störungsfreiheit noch die hiermit im engsten Zusammenhang stehende Forderung einer möglichst scharf ausgeprägten und tunlichst ohne Rücken- und Seitenstrahlung arbeitenden Richtungstelegraphie vorhanden, da nur durch die Kombination gut resonanzfähiger kontinuierlicher Schwingungen mit gerichteten Antennengebilden ein störungsfreier Betrieb in der Zukunft sich abwickeln kann.

2. Die Kopplung.

A. Definition der Kopplung.

Die Verbindung zweier oder mehrerer Schwingungskreise, gleichgiltig ob sie offen oder geschlossen sind, wird „Kopplung" genannt.

Man unterscheidet erstens verschiedene Kopplungsarten und zweitens verschiedene Kopplungsfestigkeiten (Kopplungsgrade).

B. Kopplungsarten.

Zur Kopplung kann jeder Apparat benutzt werden, welcher es ermöglicht, Energie und zwar im allgemeinen in Form von magnetischen oder elektrischen Kraftlinien oder beiden von einem System auf ein anderes System zu übertragen.

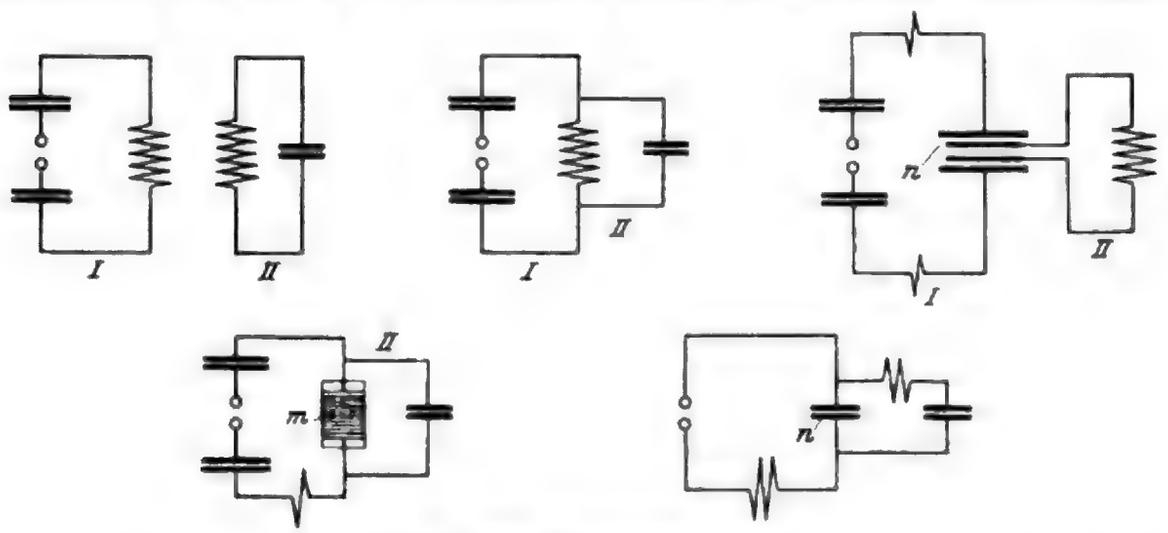


Abb. 350. Kopplungsarten.

Diese dem Wesen nach miteinander identischen Kopplungen sind in Abb. 350 der obigen Einteilung gemäß für zwei miteinander zu koppelnde Systeme I und II,

von denen in I die Energie zuerst vorhanden sein möge, dargestellt. Im besonderen kann es sein:

a) Magnetische bzw. elektromagnetische oder induktive Kopplung.

Die Energieübertragung von System I auf II findet nur durch das magnetische Feld der Kopplungsspulen, also nur durch Induktion statt (siehe Abb. 350, oben links).

b) Galvanische, konduktive oder durch einen Widerstand bewirkte Kopplung (in der Praxis meist mit a) zusammen auftretend und oftmals, namentlich früher als „direkte Kopplung" benannt).

Auch hier findet die Energieübertragung im wesentlichen durch das magnetische Feld der Spule statt, welche, wie dies z. B. Abb. 350 oben Mitte zeigt, beiden Systemen I und II gemeinsam ist. Außerdem tritt aber noch, da die Spule nicht widerstandslos ist, praktisch stets eine galvanische Kopplung hinzu, welche allerdings, da die Selbstinduktion einer Spule meist erheblich größer ist als deren Widerstand, nur äußerst gering ist. Im Falle von Abb. 350 unten links ist ein Magnetfeld zur Kopplung nicht vorhanden, da zur Kopplung vielmehr nur ein Ohmscher Widerstand *m* dient. An den Enden dieses Widerstandes entsteht eine Spannungsdifferenz und somit, durch den Strom von I hervorgerufen, ein Strom in II.

c) Elektrische, elektrostatische, kapazitive Kopplung.

In diesem Falle findet die Energieübertragung von I auf II nur durch die elektrischen Kraftlinien des bzw. der Kondensatoren *n* statt (s. Abb. 350 rechts oben und unten). Nebenbei bemerkt kann dieses die festeste überhaupt nur mögliche Kopplung sein.

C. Kopplungsfestigkeiten (Kopplungsgrade).

a) Feste und lose Kopplung. Erzwungene Schwingung und Eigenschwingung. Rückwirkung.

α) Allgemeines.

Die Festigkeit der Kopplung hängt lediglich von der Anzahl der beiden Systemen gemeinsamen Kraftlinien ab.

Ist die Anzahl der gemeinsamen Kraftlinien im Vergleich zu den überhaupt vorhandenen sehr klein, so ist die Kopplung auch dementsprechend sehr „lose".

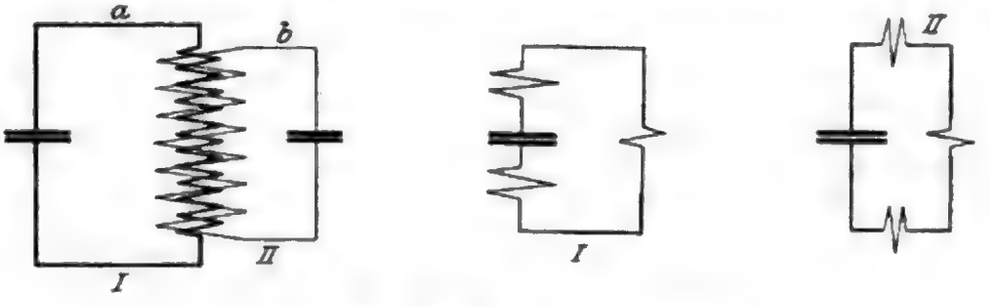


Abb. 351. Feste und lose Kopplung.

Abb. 351 zeigt in ihrem rechten Teil das Bild einer sehr losen induktiven Kopplung. Nur ein kleiner Teil der Selbstinduktionswindungen der beiden Systeme sind für die Kopplung überhaupt ausgenutzt. Der räumliche Abstand dieser

Kopplungswindungen kann außerdem noch groß gemacht werden, wodurch eine besonders lose Kopplung erzielt wird. Außerdem kann, wie in der Abbildung angedeutet, noch ein Teil der Selbstinduktionswindungen besonders, und zwar so angeordnet werden, daß diese an der Energieübertragung überhaupt nicht teilnehmen können, wodurch die Kopplung ganz besonders lose, oder wie man sagt, „extrem lose" wird.

Hierbei ist überhaupt keine nennenswerte Rückwirkung von System II auf I mehr vorhanden.

Ganz im Gegensatz hierzu steht die feste Kopplung, von welcher Abb. 351 links ein Beispiel zeigt. Die Kopplung ist hierbei induktiv (magnetisch). Fast die gesamte Selbstinduktion der beiden Systeme ist in den Spulen vereinigt, welche zudem noch direkt übereinander gewickelt sind.

Bei dieser sehr festen Kopplung ist selbstverständlich demzufolge auch die Rückwirkung des Systems II auf I sehr groß („Rückkopplung").

In jedem mit einem Primärsystem, welches als Erregersystem wirkt, gekoppelten Sekundärsystem treten, ganz gleichgültig ob das Primärsystem I gedämpfte oder ungedämpfte Schwingungen erzeugt, zwei Arten von Schwingungen auf.

1. Erzwungene Schwingungen, für welche die Schwingungen des Primärsystems maßgebend sind. Dieselben besitzen das Dämpfungsdekrement und die Wellenlänge des Primärsystems und

2. Eigenschwingungen des Systems, für welche das Dämpfungsdekrement und die Wellenlänge des Sekundärsystems maßgebend sind.

β) Lose Kopplung.

In dem mit dem Oszillator gekoppelten Sekundärsystem ist bei loser Kopplung das Energiemaximum nicht gleich vom ersten Moment an vorhanden, sondern es schaukelt sich vielmehr die Energie erst allmählich auf unter der Voraussetzung, daß die Wellenlänge von Primär- und Sekundärsystem identisch ist oder mindestens nahezu übereinstimmt, so daß also der Resonanzzustand eintritt, bei welchem beide Schwingungen in eine übergehen, und wobei also

$$C_1 L_1 = C_2 L_2$$

ist, nach dem Helmholtzschen Ausdruck

$$J \cdot e^{-\frac{W}{L} \cdot t}$$

welcher hervorgegangen ist, aus der Gleichung für die Schließung eines Stromes

$$i = \frac{V}{W}\left(1 - e^{-\frac{W}{L} \cdot t}\right).$$

Mithin ist w = der Widerstand des Sekundärsystems
L = die Selbstinduktion des Sekundärsystems
t = die Zeit.

Letztere ist meist sehr klein, so daß sie bei ungedämpften Schwingungen, und wenn es sich um einen Vorgang wie beispielsweise eine Messung handelt, keine Rolle spielt. Anders bei gedämpften Schwingungen, wo die Zeit des Schwingungsverlaufes, wie er z. B. durch eine Funkenentladung im Sekundärsystem hervorgerufen wird, an sich schon sehr klein ist. Hier kann also die Zeit der Energieaufschaukelung gegenüber der gesamten Zeit des Schwingungsverlaufes schon sehr inbetracht kommen.

Dies ist beispielsweise durch die Oszillographenaufnahme gemäß Abb. 352 dargestellt. Hierbei addieren sich die erzwungene Schwingung und die Eigenschwingung im Sekundärsystem, schaukeln sich in die Höhe bis zur Stelle *m*,

und alsdann erst findet das Ausschwingen des Sekundärsystems statt, wobei die Amplituden, entsprechend der resultierenden Dämpfung, abnehmen, welche eine Funktion des Dekrements der primären und sekundären Eigenschwingung ist.

Für das Ausschwingen ist in jedem Fall das kleinere Dämpfungsdekrement entscheidend, wobei es gleichgültig ist, ob dieses vom Primärsystem oder Sekundärsystem herrührt.

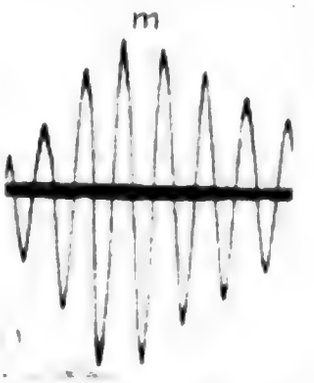


Abb. 352. Addition der erzwungenen Schwingung und die Eigenschwingung im Sekundärsystem.

Von besonderem Interesse ist die die Amplitudenspitzen einhüllende Kurve, die sog. „Amplitudenkurve", deren Konstruktion für einen gedämpft schwingenden Oszillator nach J. Zenneck (1909) in Abb. 353, für einen ungedämpft schwingenden Oszillator in Abb. 354 im selben Größenverhältnis wiedergegeben ist. In beiden Fällen ist ein Sekundärkreis benutzt, dessen Dämpfung $\mathfrak{d}_2 = 0{,}2$ beträgt, also etwa der Dämpfung eines geradlinigen Oszillators entspricht. Die Dämpfung des Oszillators mit Funkenstrecke ist in Abb. 353 mit $\mathfrak{d}_1 = 0{,}08$ angenommen.

Betrachtet man zunächst das gedämpft schwingende gekoppelte System gemäß Abb. 353, so ergibt sich folgendes:

Man erhält die Amplitudenkurve, indem man die Exponentiallinie der erzwungenen Schwingung (Kurve b) gemäß dem Dämpfungsdekrement des Oszillators mit $\mathfrak{d}_1 = 0{,}08$ zeichnet, hierauf mit demselben Anfangswert die

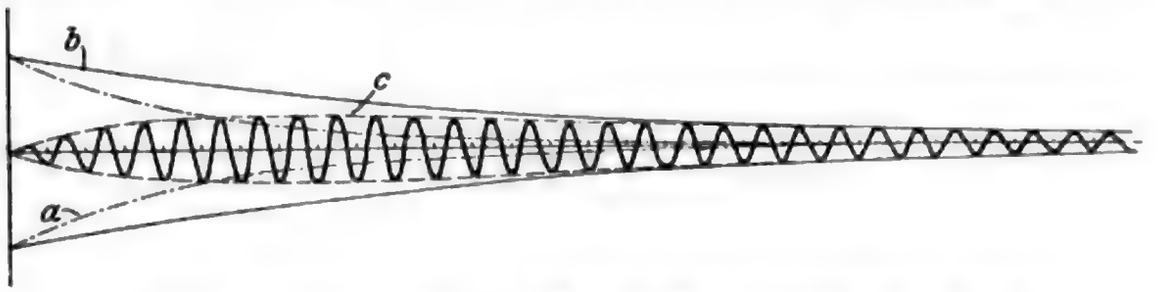


Abb. 353. Amplitudenkurve für einen gedämpft schwingenden Oszillator.

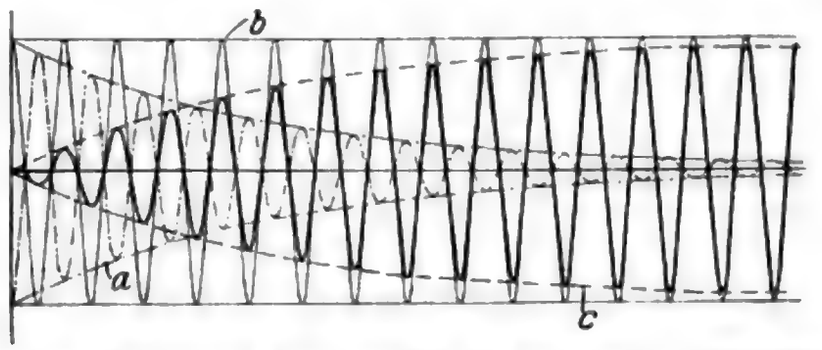


Abb. 354. Amplitudenkurve eines ungedämpft schwingenden Oszillationskreises.

Amplitudenkurve (Exponentiallinie) der Eigenschwingung (Kurve *a*) des Sekundärkreises mit dem Dämpfungsdekrement $\mathfrak{d}_2 = 0{,}2$ einträgt. Die Differenz der beiden Kurven für jeden betrachteten Punkt ergibt die Amplitudenkurve *c*, welche in Abb. 353 gestrichelt eingetragen ist, und in welche unter Berücksichtigung der Wellenlänge die Schwingungskurve eingezeichnet ist.

Digitized by Google

Infolgedessen ist ersichtlich, daß der Maximalwert der resultierenden Schwingung, welcher bei Resonanz erzielt werden kann, niemals größer sein kann, als die Amplitude der Eigenschwingung.

Bei extrem loser Kopplung ist die Amplitudenkurve der resultierenden Schwingung (*c* in Abb. 353), sofern die Dämpfungsdekremente der beiden Schwingungen sehr verschieden voneinander sind, abgesehen von dem allerersten Zeitmoment, nahezu identisch mit der Amplitudenkurve der schwächer gedämpften Schwingung.

Die schwächer gedämpfte Schwingung ist, wie schon zum Ausdruck gebracht, für die Schwingungsausbildung stets die entscheidende. Dieses hat zur Folge, daß z. B. bei einem wenig gedämpften Oszillator aber einer stark strahlenden Antenne man in letzterer die schwach gedämpften Schwingungen des Oszillators erhält, daß aber auch bei einem gekoppelten Stoßsender die Antenne nur die ihrer schwachen Eigendämpfung entsprechenden Wellen, welche allerdings durch stark gedämpfte Stoßschwingungen hervorgerufen wurden, ausgebildet werden, ausstrahlt.

Ganz ähnlich wie die Konstruktion der Amplitudenkurven eines gedämpft schwingenden gekoppelten Systems kann die Amplitudenkurve bei einem ungedämpft schwingenden gekoppelten System konstruiert werden, nur mit dem Unterschiede, daß vereinfachenderweise hierbei die Amplitudenkurve der erzwungenen Schwingung eine gerade Linie ist, die parallel zur Abszisse verläuft (Linie *b*).

Setzt man wiederum für die Dämpfung des Sekundärsystems den Wert $\mathfrak{d}_2 = 0.2$ voraus, so ergibt sich gemäß Abb. 354 die hierin gestrichelt eingezeichnete Amplitudenkurve *c* und weiterhin unter Berücksichtigung der Wellenlänge die Schwingungskurve. Bemerkenswert ist hierbei, daß die Energieaufschaukelung im Sekundärsystem um so langsamer stattfindet, je weniger dieses gedämpft ist, also je länger dieses System zum Ausschwingen benötigt. Die Amplitude steigt daher dementsprechend um so langsamer an, erreicht aber auch einen um so höheren Endbetrag, je geringer die Dämpfung des Sekundärsystems ist.

Bei loser Kopplung findet praktisch niemals eine Rückwirkung der Schwingungen des Sekundärsystems auf das Primärsystem statt; das Sekundärsystem ist immer nur ein „Verbrauchssystem", welches vom Primärsystem, dem Erreger, Energie erhält. Ein Auftreten von „Schwebungen", wie dieses der Schwingungsausbildung bei der festen Kopplung eigentümlich ist, ist hier ausgeschlossen.

Bei der losen Kopplung sind die Schwingungen im Primärsystem dieselben oder nahezu dieselben, sowohl vor als auch nach erfolgter Kopplung mit dem Sekundärsystem.

γ) Feste Kopplung.

Der Schwingungszustand bei der festen Kopplung, bei welchem beiden Systemen eine große Kraftlinienzahl gemeinsam ist, (z. B. Abb. 351 links) ist von demjenigen bei der losen Kopplung prinzipiell verschieden. Gleichgültig, ob das Primärsystem mit oder ohne Funkenstrecke versehen ist, treten in jedem Fall sowohl im Primärsystem als auch im Sekundärsystem zwei Schwingungen auf, nämlich die beiden Kopplungsschwingungen, deren Frequenz und Dämpfung voneinander und auch von der Frequenz und Dämpfung vor der Kopplung verschieden ist.

Dieses hat folgenden physikalischen Grund:

Immer unter der Voraussetzung, daß der Sekundärkreis auf den Primärkreis abgestimmt ist, denn nur dieser Fall hat praktisches Interesse, wandert

Digitized by Google

gemäß Abb. 355 die Energie zunächst aus dem Primärsystem I in das Sekundärsystem II, die Amplituden nehmen in ersterem ab, in letzterem zu. In dem Moment m, in welchem sie im Primärsystem ihr Minimum erreicht haben, ist im Sekundärsystem das Maximum vorhanden.

Von diesem Zeitmoment an wirkt das Sekundärsystem als Erregungssystem und das Primärsystem als das Energie verbrauchende System. Die Amplituden im Sekundärsystem nehmen daher ab, die im Primärsystem hingegen wieder zu bis zum Punkte n, in welchem sie in letzterem ihr Maximum erreichen. Dieser Punkt entspricht dem Minimum der Energie und somit der kleinsten Amplitude im Sekundärsystem.

Das Spiel wiederholt sich periodisch so lange, als Energie vorhanden ist, wobei infolge von Widerstands- und sonstigen Verlusten die Maxima jeder Schwingungsgruppe (Schwebung) abnehmen.

Die Energie wandert also zwischen dem Primärsystem und Sekundärsystem ständig hin und her, und zwar erfolgt dieser Vorgang um so schneller, je fester die Kopplung zwischen beiden gewählt ist.

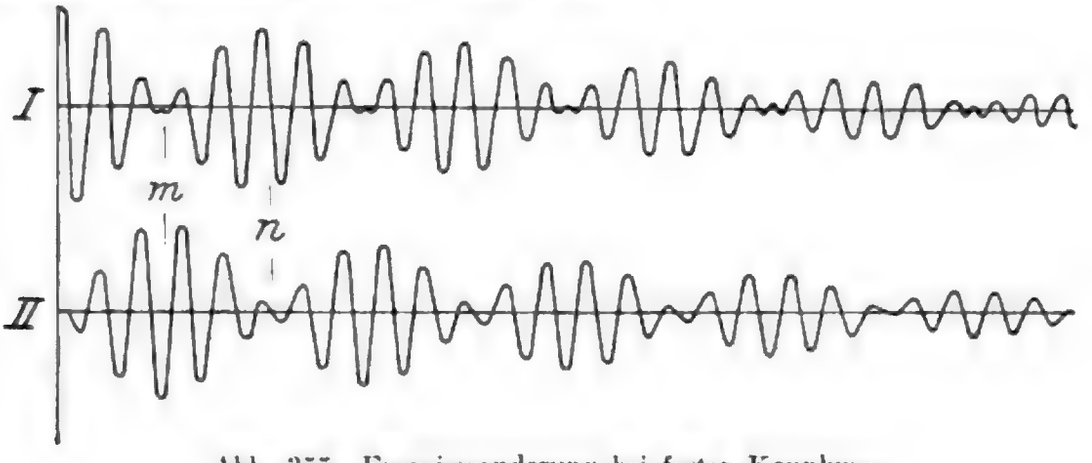


Abb. 355. Energiewanderung bei fester Kopplung.

Man kann sich die auf diese Weise entstehenden „Schwebungen" aus zwei Schwingungskurven von nahezu derselben Schwingungszahl erzeugt denken, wie dies für ein Beispiel etwa Abb. 356 zeigt. Hierin ist z. B. die Schwingungskurve von System I mit der Periodenzahl ν_1 oder II mit der Periodenzahl ν_2 stark ausgezogen. Diese Schwebungskurve mit periodisch wachsenden und abnehmenden Amplituden kann als Resultierende von zwei Kurven aufgefaßt werden, von denen die eine etwas höhere Frequenz (ν_1), die andere eine niedrigere Frequenz (ν_2) besitzt. Die resultierende Schwebungskurve (mit der Schwebungsfrequenz ν) liegt demzufolge in ihrer Frequenz symmetrisch dazwischen.

Also
$$\nu = \frac{\nu_1 + \nu_2}{2}.$$

Das Glimmlichtoszillographenbild von Schwebungen, welche mittels zweier selbstregulierender Poulsenlichtbogengeneratoren erzeugt werden, zeigt I, Abb. 214, S. 216 und I, Abb. 625, S. 584, die eine Methode zur Wellenlängenmessung darstellt.

Genau so wie graphisch kann man sich rechnerisch sowohl den Strom als auch die Spannung jedes Systems in zwei Resultanten zerlegt denken, wobei die jeweilige Größe von Strom und Spannung die Summe der Einzelresultanten darstellt (siehe unten).

Hierdurch ist also die eingangs behauptete Tatsache erklärt, daß sowohl im Primärsystem als auch im Sekundärsystem bei fester Kopplung je zwei

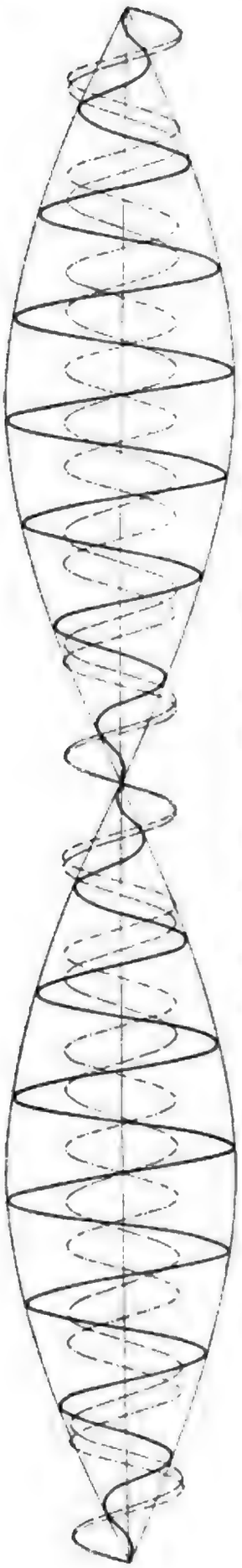


Abb. 356. Schwebungen aus zwei Schwingungskurven von nahezu derselben Schwingungszahl.

Kopplungsschwingungen auftreten, von denen die eine größer, die andere kleiner als die ursprüngliche Eigenfrequenz ist.

Je fester die Kopplung ist, um so mehr sind diese beiden Kopplungsschwingungen von der Eigenperiode verschieden, um so rascher folgen die Schwebungen aufeinander, um so kürzer sind ihre Abstände voneinander und um so mehr Schwebungen werden in der Zeiteinheit erzielt.

Es gilt

$$n^{\text{pro Sekunde}} \cong \nu k$$

worin n = die Anzahl der Schwebungen pro Sekunde
ν = die Frequenz der Schwebungsschwingungen
k = der Kopplungsgrad ist (siehe unten).

Die Dauer einer Schwebung ist also angenähert $= \frac{1}{\nu k}$.

Die Folge dieser Zweiwelligkeit ist für die Systeme der drahtlosen Telegraphie wie oben ausgeführt (z. B. S. 158 ff.) eine höchst unerwünschte.

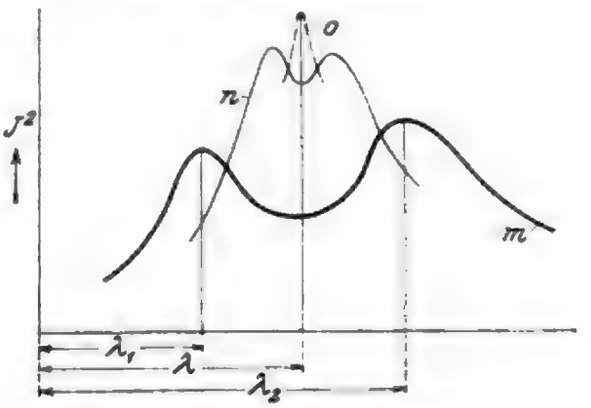


Abb. 357. Doppelhöckerkurve.

Es ist ferner oben (siehe S. 162) gezeigt worden, welche Nachteile durch das Auftreten der zwei Schwingungen, insbesondere bei den gekoppelten Sendern, welche mit seltenen Funkenentladungen arbeiten, vorhanden waren. Wie wir dort sahen, konnten diese Nachteile erst zum Teil durch die Schwebungsstoßerregung (siehe z. B. Abb. 159, S. 172), vollkommen aber nur durch die ideale Stoßerregung (siehe z. B. Abb. 225, S. 227) beseitigt werden.

Man kann die Zweiwelligkeit in einfachster Weise mittels eines Resonanzsystems mit Indikator, wie z. B. mittels eines Wellenmessers mit empfindlichem Hitzdrahtinstrument nachweisen.

Man erhält alsdann keine reine, mehr oder weniger spitze Kurve, sondern vielmehr eine Doppelhöckerkurve, wie z. B. in Abb. 357 dargestellt. Hierin sind die Kopplungskurven für eine sehr feste Kopplung (Kurve m), für eine etwas weniger feste Kopplung (Kurve n) und andeutungsweise die Grundfrequenzkurve o (für λ, Grundwelle für das nicht gekoppelte System) eingetragen.

Aus der Abbildung, welche tatsächlich erzielten Werten entspricht, geht hervor, daß die Dekremente der Kopplungsschwingungen verschieden sind.

Im übrigen gilt aber diesbezüglich noch folgendes:

Während es praktisch gleichgültig ist, an welcher Stelle eines drahtlosen Senders man die Wellenlängenmessung ausführt, kann dies bei der Aufnahme der Kopplungskurve eines mit zwei Kopplungswellen arbeitenden Schwingungssystems sehr wesentlich sein. Es ist z. B. bemerkenswert, daß, wenn man den Wellenmesser an der Kopplungsstelle der Antenne mit dem Erregerkreis aufstellt, unter Umständen die Feldintensität der einen Welle auf den Wellenmesser einen Einfluß nicht ausüben wird, da sich an der Kopplungsstelle die Ströme in der Antenne und im Erregerkreise zum Teil aufheben, mindestens aber stark beeinflussen können.

Der Einfluß, welchen die Lage des Aufnahmepunktes auf die Kopplungskurven ausüben kann, geht aus Abb. 358, welche bei einem konduktiv gekoppelten Funkensender aufgenommen wurde, hervor. Die stark ausgezogene Kurve

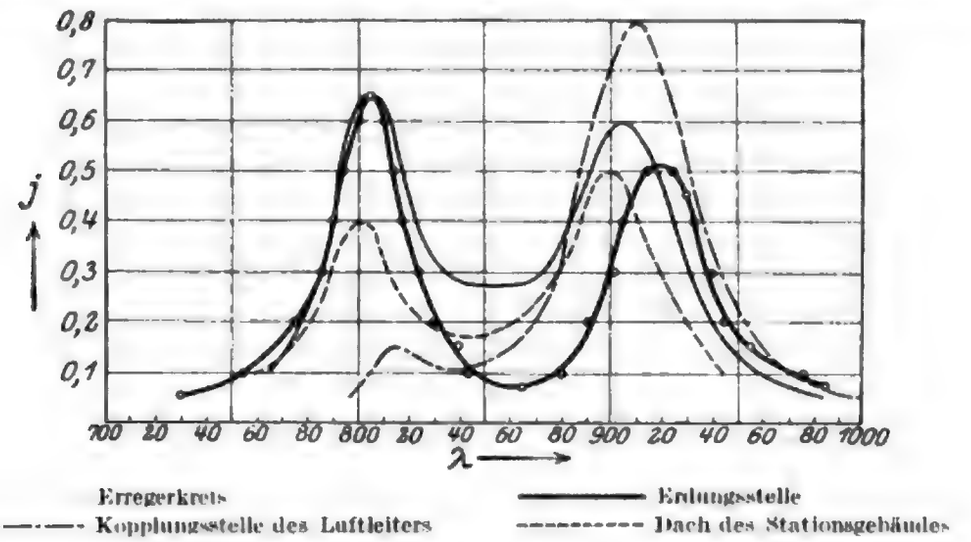


Abb. 358.

stellt die Abhängigkeit der Stromstärke von der Wellenlänge an der Erdungsstelle gemessen dar, gibt also wohl die reinsten Verhältnisse wieder. Die strichpunktierte Kurve kennzeichnet den Vorgang an der Kopplungsstelle des Luftleiters. Sie ist stark deformiert, da hierselbst keine einwandsfreie Aufnahme möglich war. Reinere Verhältnisse gibt die gestrichelte Kopplungskurve wieder, welche weit oberhalb der Kopplungsstelle und zwar auf dem Dach des Stationsgebäudes aufgenommen wurde.

Die dünn ausgezogene Linienführung kennzeichnet den Vorgang im Erregerkreise.

Hat man ein Primärsystem ohne Funkenstrecke, so folgt aus den Untersuchungen von P. Drude (1904), daß mit zunehmendem Kopplungsgrade das Dämpfungsdekrement der Schwingung mit der höheren Frequenz (kleinere Wellenlänge: λ_1) größer und das Dekrement der Schwingung mit der niedrigeren Frequenz (λ_2) kleiner als der Mittelwert der Dekremente vor der Kopplung ist.

Andere Verhältnisse sind vorhanden beim Primärsystem, welches eine Funkenstrecke enthält. Es ist alsdann fast stets u. a. die Schwingung mit der höheren Frequenz (λ_1) geringer gedämpft als die Schwingung mit der niedrigeren Frequenz.

Über die Amplituden bei gedämpften Schwingungen möge hier nur erwähnt werden, daß sich verhält

$$\frac{J_{1\ \text{System I}}}{J_{1\ \text{System II}}} = \frac{J_{2\ \text{System I}}}{J_{2\ \text{System II}}} = \frac{\lambda_{II}}{\lambda_I}$$

wenn ist die resultierende Amplitude

$$J_1 = J_1 \text{ System I} + J_2 \text{ System II}$$
$$J_2 = J_2 \text{ System I} + J_2 \text{ System II}.$$

Hieraus geht hervor, daß die Schwingung der höheren Frequenz (λ_1) die größere Amplitude besitzt.

Eine besondere Bedeutung kommt neuerdings der festen Kopplung, sog. „Rückkopplung", gleichgültig ob diese auf selbstinduktivem oder kapazitivem Wege erfolgt, bei der Erzeugung ungedämpfter Schwingungen mit der Röhre (Gasionisation und Elektronenemission) zu, wie sie bei den Röhrenverstärkern, Schwebungsempfang mit Röhre und Detektorröhre bei Benutzung bestimmter Schaltungsanordnungen vorhanden ist. (Siehe z. B. I, S. 236, S. 241 ff.)

δ) Konstanthaltung der Kopplung.

Die Konstanthaltung der Kopplung wird im allgemeinen auch bei großen Wellenbereichen, bei Sendern und Empfängern gewünscht. Durch entsprechende Einregulierung läßt sich dies z. B. auf induktivem Wege durch Variation der Spulenkopplung bewirken. Erschwert ist die Erfüllung dieser Forderung indessen u. a. bei direkt auf die Erde gelegten Kabelantennen, wo der Strahlungswiderstand infolge Variationen der oberen Erdbodenschichten, Abstand des Grundwassers usw. erheblichen Schwankungen unterworfen ist. Hier kann durch Kopplungsveränderung in sehr weitgehenden Grenzen Doppelwelligkeit und unbrauchbarer Ton bei tönenden Funkensendern, flache Abstimmung, Auftreten unzuverlässiger Sprühverluste usw. die Folge der erheblichen Variation der Kopplungsverhältnisse sein. Man kann sich hier verhältnismäßig einfach dadurch helfen, daß man in die mit dem Sender- bzw. Empfangskreis induktiv gekoppelte Erdkabelantenne hinter der Antennenverlängerungsspule einen Kondensator einschaltet (R. Herzog, 1916). Hierdurch bleibt die Antennenkapazität auch bei erheblicher Variation der Erdbodenverhältnisse annähernd konstant, da die resultierende Kapazität, welche nur klein ist, sich wenig verändert. Ferner ist die an der Antenne liegende Spannung herabgesetzt, so daß die Sprühverluste vermindert werden. Die Abstimmung ist im allgemeinen nicht unerheblich verbessert.

ε) Kopplungskoeffizient und Kopplungsgrad.

Für die jeweilig vorhandene Festigkeit der (magnetischen) Kopplung hat man als Maß den Kopplungskoeffizienten k oder (im allgemeinen) den Kopplungsgrad K eingeführt (siehe auch Abb. 612, S. 575).

Es ist der Kopplungskoeffizient für Systeme mit quasistationärem Stromverlaufe (also z. B. zwei geschlossenen Schwingungssystemen):

$$k = \sqrt{\frac{L_{21}\, L_{12}}{L_1 \cdot L_2}} = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

hierin ist L_1 der Selbstinduktionskoeffizient von System I,
L_2 der Selbstinduktionskoeffizient von System II,
L_{12} der wechselseitige Induktionskoeffizient, d. h. die Induktion von System I auf II,
L_{21} der wechselseitige Induktionskoeffizient, d. h. die Induktion von System II auf I.

Digitized by Google

Der Kopplungskoeffizient für Systeme mit nicht quasistationärem Stromverlauf, wobei also die Stromverteilung eine mehr oder weniger ungleichförmige ist (z. B. sehr offene Antenne), erfährt gegenüber dem obigen Ausdruck insofern eine Abänderung, als anstelle von L_{12} im Zähler der „wirksame" wechselseitige Induktionskoeffizient zu setzen ist.

Die wechselseitigen Induktionskoeffizienten hängen von der Stromverteilungsart im System und von der Lage der Kopplungsstelle ab. Bei Kopplung im Interferenzpunkt ist der Kopplungskoeffizient am größten und unterscheidet sich alsdann nicht wesentlich von den obigen Ausdrücken.

Die Formel für den Kopplungskoeffizienten, welche eigentlich nur eine theoretische Bedeutung hat, da L_{12} und L_{21} nicht ohne weiteres gemessen werden können, vereinfacht sich, wenn man den Kopplungsfall von Abb. 350 oben Mitte annimmt, d. h. der wesentliche Teil der Selbstinduktion, der beiden aufeinander abgestimmten Kreisen gemeinsam ist. Da alsdann das Produkt von Kapazität und Selbstinduktion beider Systeme gleich groß und die Selbstinduktion gemeinsam ist, erhält man

$$k = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

worin C_1 die Kapazität des erregenden Systems,
C_2 die Kapazität des angestoßenen Systems ist.

Im allgemeinen wird für die Stationen der Praxis der „Kopplungsgrad K" angegeben. Derselbe errechnet sich in einfachster Weise aus den mit dem Wellenmesser gemessenen, bei fest gekoppelten Systemen stets auftretenden zwei Wellen der Kopplungsschwingungen, wie diese z. B. in Abb. 357 wiedergegeben sind.

Es ist dann:

$$\lambda_1 = \lambda\sqrt{1-k}$$
$$\lambda_2 = \lambda\sqrt{1+k}$$
$$\frac{\lambda_1}{\lambda_2} = \sqrt{\frac{1-k}{1+k}}.$$

Es ist alsdann (J. Zenneck):

$$k = 1 - \left(\frac{\lambda_1}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{\lambda_2}{\lambda}\right)^2 - 1$$

und wenn man die von J. Zenneck berechneten Werte graphisch aufträgt, so kann man den Kopplungsgrad für die verschiedenen Werte des Verhältnisses der Wellenlängen, bzw. Frequenzen aus den Kurven von Abb. 359 ablesen.

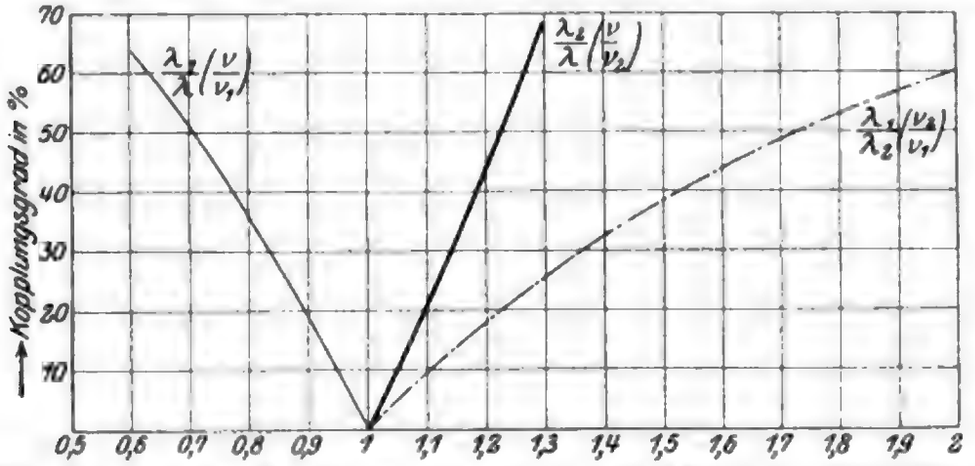


Abb. 359. Ablesung des Kopplungsgrades aus dem Verhältnis der Wellenlängen bzw. Frequenzen.

Im übrigen gilt:

$$k \cong \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda}$$

oder bei Ablesung der Kapazitäten und Angabe in %:

$$k = \frac{C_2 - C_1}{C_2 + C_1} \cdot 100\,\%$$

$$k = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_2 - C_1}{C} \cdot 100\,\%.$$

Diese Formeln besagen nur wieder, daß die Wellenlängen λ_1 und λ_2 (bzw. Frequenzen ν_2 und ν_1, oder Kapazitäten C_1 und C_2) um so mehr von der ursprünglichen Wellenlänge λ (bzw. Frequenz ν oder Kapazität C) abweichen, je größer der Kopplungsgrad, d. h. also je fester die Kopplung ist.

Über die in der Praxis benutzten Kopplungsgrade lassen sich schwer allgemeine Angaben machen. Spezielle Angaben sind bei den einzelnen Sendern besprochen.

Bei Benutzung eines Funkensenders ist es eine bekannte Tatsache, daß man den Kopplungsgrad einer Station, um das Optimum zu erhalten, um so kleiner bemessen kann, je weniger gedämpft die Antenne ist. Bei einer schwach gedämpften Schirmantenne war ein Kopplungsgrad von ca. 3% üblich. Bei einer stärker gedämpften T-Antenne wurde im allgemeinen bis zu 8% gegangen.

3. Die Dämpfung.

Die Erscheinung der Dämpfung bei der Schwingungserzeugung, die Ermittelung derselben und eine abgekürzte Rechnungsformel war bereits kurz auf S. 122 erwähnt worden.

Hier kommt es nun darauf an, den Begriff der Dämpfung genauer zu fassen.

A. Begriff der Dämpfung.

Wir hatten bereits gesehen, daß auch im idealen Schwingungskreise, wo Widerstandsverluste durch entsprechende Gestaltung vermieden sein sollen — wodurch also die elektrische Feldenergie des Kondensators

$$\mathfrak{E}_c = \frac{CV^2}{2},$$

welche bei Beginn der Schwingung ein Maximum ist (siehe Abb. 95, S. 118) restlos in magnetische Stromenergie

$$\mathfrak{E}_m = \frac{LJ^2}{2},$$

die bei Beginn der Schwingung Null ist, umgewandelt wurde — stets durch die Entladung des Kondensators und Umformung in elektrische Schwingungen ein Dämpfungsbetrag, einerseits hervorgerufen durch „Joulesche Wärme" im Schwingungskreise andererseits infolge des Entladungsvorganges (Funke, Lichtbogen usw.) selbst, vorhanden ist. Dieser kommt z. B. bei Funkenschwingungen, gemäß Abb. 95, S. 118, dadurch zum Ausdruck, daß die Schwingungsamplitude a bei der nächsten Periode auf die Amplitude c gesunken ist.

Das Verhältnis a/c kennzeichnet, entsprechend der früheren Definition, die „Dämpfung", welche um so größer ist, je größer das Verhältnis a/c ist.

Sämtliche ungefähr den Amplitudenspitzen der Schwingungskurve entsprechenden Punkte, wie dies z. B. mit dem Glimmlichtoszillographen aufgenommen werden kann, liegen auf einer Kurve, der Dämpfungskurve $\mathfrak{d}$. Diese

ist für einen Schwingungskreis ohne Funkenstrecke und sofern nur Verluste durch Joulesche Wärme auftreten eine gleichseitige Hyperbel (siehe Abb. 360) und gehorcht der Gleichung:

$$y = e^x$$

worin e = Basis der natürlichen Logarithmen = 2,718.... ist; hierin hat x die Bedeutung:

$$x = \pm \frac{w}{2L} \cdot T.$$

Für einen Schwingungskreis mit Funkenstrecke nähert sich die die Amplitudenspitzen verbindende Kurve um so mehr einer steil abfallenden Geraden, je größer die durch die Funkenstrecke bewirkte Dämpfung ist.

Obwohl an sich die Größe der Dämpfungen ohne weiteres aus der z. B. mit dem Glimmlichtoszillographen aufgenommenen Schwingungskurve zu entnehmen sein würde, und man aus nach derartigen Aufnahmen nachgezeichneten Schwingungsbildern, z. B. entsprechend Abb. 361 und 362, ohne weiteres ersehen könnte, daß die Dämpfung des Schwingungszuges bei ersterer Abbildung

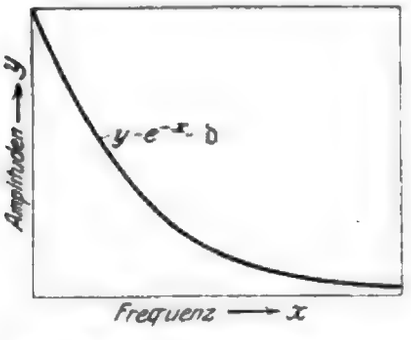


Abb. 360. Dämpfungskurve.

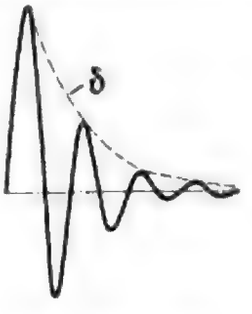


Abb. 361. Stark gedämpft.

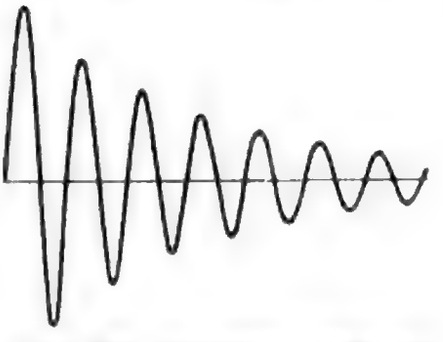


Abb. 362. Schwächer gedämpft.

erheblich größer ist als die der zweiten Schwingungskurve, so ist dennoch diese Art der Dämpfungsermittlung für die drahtlose Praxis aus zwei Gründen nicht brauchbar.

Einmal bietet die Aufnahme mit dem Schwingungsoszillographen immerhin einige Schwierigkeiten, da erstens ein Oszillograph nur in den seltensten Fällen vorhanden und betriebsbereit ist und zweitens auf diese Weise überhaupt nur die Dämpfung eines Oszillators, nicht aber eines Resonators (Empfängers) gemessen werden kann.

Es sind daher für die Ermittlung der Dämpfung in der Praxis andere, im nachstehenden beschriebene Methoden in Anwendung. Hier kommt es zunächst darauf an, die Dämpfung rechnerisch zu erfassen. Die Berechnung kann erfolgen, indem man für einen beliebigen Zeitpunkt t die Stromgleichung ansetzt:

$$i_t = J_0 \cdot e^{-\frac{w}{2L} \cdot t} \cdot \sin \omega t = a \cdot \sin \omega t; \text{ wo } \omega = 2\pi\nu \text{ ist,}$$

und nun das Verhältnis der Amplituden, welche um eine volle Periode auseinander sind, bildet.

Dieses Verhältnis ergibt sich gemäß Abb. 95, S. 118, wie folgt

$$\frac{a}{c} = \frac{i_t}{i_{t+T}} = \frac{J_0 \cdot e^{-\frac{w}{2L} \cdot t} \cdot \sin \omega t}{J_0 \cdot e^{-\frac{w}{2L} \cdot (t+T)} \cdot \sin \omega t}$$

$$\frac{a}{c} = e^{-\frac{w}{2L} \cdot T} = e^{\delta T}$$

und man bezeichnet $\frac{w}{2L} = \delta$ als „Dämpfungsfaktor" während man $\ln \frac{a}{c} = \delta T = \mathfrak{d}$ als „logarithmisches Dämpfungsdekrement" oder kurz als „Dekrement" bezeichnet.

Man kann dadurch, daß man für die einzelnen Werte des Dekrementes die entsprechenden Größen der Kapazität, Selbstinduktion, Widerstand und Wellenlänge einsetzt, den nachstehenden Endausdruck (Entwicklung siehe unten), welcher für rasche Berechnungen der Praxis sehr bequem ist, in einfachster Weise finden (W. Hahnemann 1905):

$$\mathfrak{d} = \frac{w}{2L} \cdot T = \frac{w}{2L} \cdot \frac{1}{\nu} = \frac{1}{150} \cdot \frac{C^{cm} \cdot w^{Ohm}}{\lambda_r^m} = \frac{1}{0{,}591} \cdot \frac{\lambda^m \cdot w^{Ohm}}{L^{cm}};$$

Es ist aber zu beachten, daß in den sämtlichen bisherigen Ausdrücken w als konstant angenommen war, während tatsächlich im allgemeinen der Schwingungsverlauf nicht derartig ist, daß dieser Widerstand w vollkommen konstant bleibt.

Es möge an dieser Stelle noch eine andere, weit allgemeinere Darstellung des Dämpfungsdekrementes eingeflochten werden (H. Rein, 1912), welche das Wesen der Dämpfung noch nach anderer Seite hin beleuchtet.

Bezeichnet man den in einem bestimmten Zeitmoment im Schwingungskreise vorhandenen elektromagnetischen Arbeitsvorrat wieder mit $\mathfrak{E}_m = \frac{L J_0^2}{2}$, und bezeichnet man ferner den während der darauf folgenden Periode in Wärme umgesetzten Energiebetrag mit $\mathfrak{E}_w = i^2 \cdot w T = \frac{J_0^2 \cdot w T}{2}$, so kann man den Quotienten $\frac{\mathfrak{E}_w}{\mathfrak{E}_m}$ bilden, und man erhält:

$$\frac{\mathfrak{E}_w}{\mathfrak{E}_m} = \frac{\frac{J_0^2 \cdot w T}{2}}{\frac{L J_0^2}{2}} = 2 \cdot \frac{w}{2L} \cdot T = 2 \delta T = 2 \mathfrak{d}.$$

Das so gebildete Verhältnis $\frac{\mathfrak{E}_w}{\mathfrak{E}_m}$ ist also gleich dem doppelten Werte des logarithmischen Dekrementes, und man hat auf diese Weise den Dämpfungsbegriff auch für andere als rein gedämpfte Schwingungsformen gefunden.

So gilt dieses auch bei sogenannten ungedämpften Schwingungen, indem hier das Dekrement den bei jeder Schwingung verbrauchten und von der Hochfrequenzquelle aus nachgelieferten Energiebetrag darstellt.

B. Dämpfungen in geschlossenen und offenen Schwingungskreisen.

Die Dämpfung hängt sowohl in geschlossenen als in offenen Schwingungskreisen von verschiedenen Faktoren ab, wie z. B. von Verlusten in der Entladestrecke, Joulescher Wärme, Sprühverlusten, Wirbelströmen, Strahlung usw. über deren Größenordnung und Verringerung, bzw. Vermeidung nachstehendes zu bemerken ist (J. Zenneck).

a) Dämpfungsverluste im geschlossenen Schwingungskreis.

α) Dämpfung durch die Funkenstrecke.

Es sei angenommen, daß in der Entladestrecke ein Funkenübergang stattfindet. Die die Spitzen der Amplituden verbindende Kurve ist alsdann im allge-

meinen keine Exponentiallinie mehr, wie dies z. B. in einem geschlossenen Schwingungskreis, der keine Funkenstrecke enthält, der Fall ist, sondern nähert sich vielmehr einer Geraden, je mehr die Funkendämpfung die Joulesche Dämpfung übersteigt.

Im übrigen ist die durch die Funkenentladung bewirkte Dämpfung von Folgendem abhängig:

Die Funkendämpfung ist c. p. um so geringer, je größer die Stromamplitude ist. Annähernd gilt folgendes Gesetz:

$$\text{Funkenwiderstand} = \frac{1}{\text{Stromamplitude}}.$$

Je größer der Widerstand im geschlossenen Schwingungskreis ist, um so größer ist auch die durch die Funkenentladung bewirkte Dämpfung.

Die Funkendämpfung ist ferner abhängig vom Material und von der Gestaltung der Funkenstrecke, von der Länge der Funkenstrecke und von dem Gase, welches den Raum zwischen den Funkenelektroden erfüllt. Kleine Funkendämpfungen ergeben z. B. Zink- und Magnesiumelektroden, große Funkendämpfungen Kupfer- und Silberelektroden. Je größer der Elektrodenradius ist, um so geringer ist die Funkendämpfung. Mit wachsender Funkenlänge im Schwingungskreis wächst erst langsam, dann stark der Funkenwiderstand, wenn die Aufnahme des letzteren mittels der Substitutionsmethode (siehe S. 345 ff.) erfolgt, bei welcher allerdings die Stromamplitude nahezu konstant bleibt. Es ist aber zu beachten, daß außer der zu messenden Funkenstrecke ja noch die Erregerfunkenstrecke im Meßkreise vorhanden ist, deren Länge gleichfalls wieder eine erhebliche Rolle spielt und je nach ihrer Größe einen entsprechenden Einfluß auf das Dekrement der zu messenden Funkenstrecke ausübt. Die mittels der Substitutionsmethode gefundenen Werte sind daher nur mit Vorsicht zu verwenden. Vergrößert man hingegen bei einer allein im Meßkreise vorhandenen Funkenstrecke, wie dies der Praxis in den meisten Fällen entsprechen wird, allmählich den Elektrodenabstand, so nimmt, im Gegensatz zu dem eben Mitgeteilten, mit wachsender Funkenlänge infolge der variablen Stromamplituden die Dämpfung ab, wie dies z. B. die Aufnahmen entsprechend Abb. 363, S. 338 (Rausch v. Traubenberg, W. Hahnemann) zeigen. Die verschiedenen Gase üben einen Einfluß auf die Funkendämpfung aus. Wasserstoff scheint eine besonders große Funkendämpfung zu ergeben, bei Luft und Preßluft ist die Dämpfung geringer (siehe Abb. 363).

Ersetzt man die Einfachfunkenstrecke durch eine Serienfunkenstrecke, so ist festzustellen, daß hierdurch zweckmäßig eine erhebliche Spannungssteigerung bewirkt werden kann, daß aber auch das Dämpfungsdekrement gegenüber einer einfachen Funkenstrecke gewachsen ist.

β) Dämpfung durch Joulesche Wärme im Leitungsmaterial des Schwingungskreises, in den Spulen usw.

Diese Verluste können durch entsprechend gewählte Materialien, wie z. B. feinunterteilte, isolierte Litzenleiter aus Kupferdraht, Röhren oder Bänder aus Silber oder Kupfer herabgedrückt werden. Im allgemeinen sind die Verluste durch Joulesche Wärme bei den heutigen Konstruktionen und Anordnungen der Praxis nur verhältnismäßig gering.

γ) Dämpfung in den Kondensatoren.

Hier kommen zwei Erscheinungen inbetracht. Einmal die Ausführung der Kondensatoren, insbesondere deren Dielektrikum, und zweitens die spezifische Belastung der Kondensatoren.

Verluste treten in jedem Dielektrikum des Kondensators infolge der „dielektrischen Hysteresis" auf. Diese sind bei Luft außerordentlich gering, aus welchem Grunde z. B. ein Preßluftkondensator auch bei großen Energien wohl das Optimum darstellt. Auch bei Verwendung von gutem Flintglas kann die Dämpfung noch sehr gering gehalten werden. Hartgummi gibt schon erheblich größere Verluste, bei anderen Isolationsmaterialien, wie z. B. Glimmer und Papier nimmt die Dämpfung noch mehr zu (siehe Abb. 363). Im übrigen ist zu bemerken, daß je höher die Temperatur ist, um so größer auch die Dämpfung im Dielektrikum zu sein pflegt.

Die andere Verlustgröße betrifft die spezifische Belastung des Kondensators, welche bei einigen Materialien besonders zu beachten ist. Eine zu hohe spezifische Belastung des Kondensators äußert sich durch lebhaftes Sprühen der Ränder der Belegungen, was insbesondere an Leydener Flaschen gut beobachtet werden kann. Man kann sich vor diesen Verlusten einmal dadurch schützen, daß der Kondensator spezifisch möglichst niedrig belastet wird, andererseits dadurch, daß man die Ränder der Belegungen in einem Medium höherer Dielektrizitätskonstante endigen läßt. Dies kann bei Plattenkondensatoren in einfachster Weise durch Einbettung in ein Ölbad erfolgen. Bei Leydener Flaschen hat man die oberen Funkenränder entweder durch stärkeres Glas voneinander getrennt oder dieselben mit einem flüssigen Isolator umgeben (siehe II, Abb. 879 bis 881, S. 84).

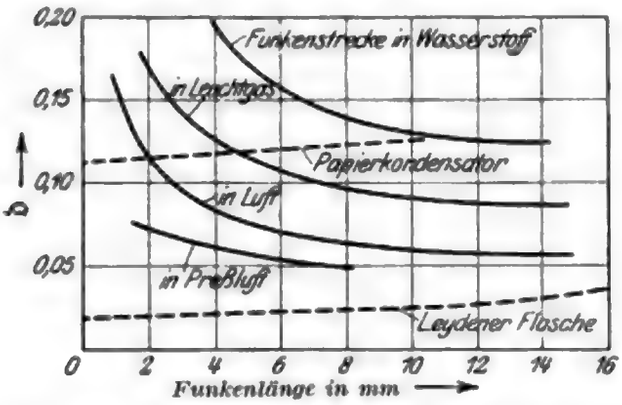


Abb. 363. Abhängigkeit von δ zur Funkenlänge von Funkenstrecken und bei Kondensatoren.

δ) Dämpfung durch Wirbelströme.

Diese treten bei größeren Metallmassen, Kondensatorbelegen, Spulenleitern usw. auf. Durch entsprechende Unterteilung können dieselben in den meisten Fällen niedrig gehalten werden.

ε) Dämpfung durch mangelhafte Isolation des Hochspannungspoles.

Diese Dämpfung ist insbesondere bei den Hochspannungstransformatoren von Funkensendern usw. zu beobachten. Man beseitigt in letzterem Falle die hierdurch hervorgerufene Dämpfung am besten dadurch, daß man die Hochspannungsklemmen des Transformators oder Induktors direkt mit der Funkenstrecke verbindet, da auf diese Weise auch jeder kapazitive Nebenschluß durch den Transformator unschädlich gemacht wird.

Im übrigen ist auch bei Empfängern auf gute Isolation und richtige Anordnung des Hochspannungspoles besondere Rücksicht zu nehmen.

Über die Größenordnung der durch die einzelnen Ursachen bewirkten Dämpfungen ist auszuführen, daß im wesentlichen die Dämpfung in der Entladestrecke und im Dielektrikum der Kondensatoren inbetracht kommt. Diese Dämpfungen können recht beträchtlich sein. Die übrigen Dämpfungsursachen werden sich in den meisten Fällen niedrig halten lassen.

In der Praxis sucht man die Dämpfung der geschlossenen Schwingungskreise möglichst gering zu gestalten. Eine Ausnahme hiervon machen lediglich die Schwebungsstoßsender, wo die Dämpfung des Stoßkreises unter Umständen

sogar künstlich vergrößert wird, um einen guten Stoßeffekt zu erzielen. Bei allen übrigen Sendern, Empfängern usw. werden aber, sofern nicht ganz besondere Ausnahmebedingungen vorliegen, alle Ursachen, welche eine zusätzliche Dämpfung herbeiführen können, nach Möglichkeit vermieden. Bei den ungedämpften Sendern findet zudem ja stets eine Energienachlieferung im Sendekreis statt, so daß eben die ungedämpften Schwingungen entstehen.

Beim Schwingungskreis, welcher keine Entladestrecke enthält, fällt die Dämpfung durch den Entladungsvorgang vollkommen fort, und da Luftkondensatoren ohne weiteres anwendbar sind, ist auch die zweite Dämpfungsursache vollkommen vermeidbar. Die übrigen Dämpfungsursachen lassen sich unschwer so weit herabdrücken, daß das Dekrement eines derartigen Kreises bis

$$\mathfrak{d} = 0{,}006$$

unter besonders günstigen Verhältnissen und Vorsichtsmaßregeln sogar bis auf

$$\mathfrak{d} = 0{,}003$$

reduziert wird.

b) Dämpfungsverluste im offenen Schwingungskreise (Antenne).

α) Strahlungsdämpfung der Antenne.

Die Strahlung stellt die eigentliche Nutzdämpfung dar, indem sie demjenigen Energiebetrage entspricht, den die Antenne an das umgebende Medium in Form von elektrischen Wellen ausstrahlt.

In welcher Weise diese Dämpfung von der Antennenform abhängt, ist gelegentlich der Antennenuntersuchungen (S. 383 ff.) besprochen.

β) Dämpfung durch Joulesche Wärme in der Antenne und in den Abstimmungs- und Kopplungsmitteln.

Diese Dämpfung stellt hier gleichfalls wie beim geschlossenen Schwingungskreis eine reine Verlustdämpfung dar. Sie muß daher so klein als irgend möglich gemacht werden, insbesondere bei langen Wellen und denjenigen Luftleitern, deren Strahlungsdekrement gering ist (z. B. Schirmantennen). Durch Verwendung dünner Litzenleiter wird dieses erreicht, aus mechanischen Gründen wird jedoch die Verwendung von gut leitenden Kupferlitzen oder Drähten für die Antenne selbst nur in seltensten Fällen möglich sein. Bei der meist benutzten Siliziumbronzelitze ist die Dämpfung durch Ohmschen Widerstand leider in den meisten Fällen ziemlich erheblich.

Nicht ganz gering werden ferner in den meisten Fällen die Widerstandsverluste in den Abstimmungsapparaten und eventuell Kopplungseinrichtungen sein, insbesondere bei großen Wellen können trotz sorgfältiger Dimensionierung diese Verluste in die Größenordnung von mehreren Ohm kommen.

γ) Dämpfung in der Erdleitung.

Auch dieser Dämpfungsbetrag ist in allen den Fällen, wo mit schlechten Untergrundverhältnissen gearbeitet werden muß oder der Grundwasserspiegel sehr tief liegt, nicht unbeträchtlich. Es kann alsdann günstiger sein, ein bei beweglichen Stationen übliches, möglichst großes Gegengewicht (siehe z. B. S. 388) anzuwenden, welches nicht zu nahe über der Erdoberfläche ausgespannt ist.

δ) Dämpfung durch Induktion.

Diese kann bei Verwendung von Eisenmasten, äußeren Drahtseilpardunen usw., sofern die Antennenzuleitung ungeschickt geführt ist, insbesondere bei

großen Wellen und kontinuierlichen Schwingungen, erheblich sein. Es ist in solchen Fällen beobachtet worden, daß nahezu die Hälfte der Gesamtleistung des Schwingungskreises von derartigen benachbarten Metallteilen aufgezehrt wurde.

Es können zwei Fälle eintreten.

Einmal können nämlich die betreffende Drahtseilpardune, der Eisenmast usw. in ein aperiodisches Mitschwingen geraten, oder aber es kann der betreffende Teil direkt in Form der Grundschwingung oder einer Oberschwingung mitschwingen. In letzterem Falle kann man sich durch entsprechende Unterteilung helfen, und die hierdurch hervorgerufenen Energieverluste auch in den meisten Fällen somit herabdrücken. In ersterem Falle hingegen wird, selbst wenn man den betreffenden aperiodisch mitschwingenden Leiter erdet, wohl stets mit einem erheblichen Energieverlust zu rechnen sein, da in solchem Falle der betreffende geerdete Leiter direkt als hochgezogene Erde wirkt. Es wird infolgedessen ein erheblicher Teil des Wechselfeldes für die Ausstrahlung verloren gehen und nutzlos zur Erde abgeleitet.

Man kann sich hiergegen nur durch einen möglichst großen Abstand zwischen den hochfrequenzführenden Teilen und den Abspannpardunen leitenden Mastteilen usw. sichern.

ε) Dämpfung infolge von Sprühverlusten.

Diese treten auf bei einer hohen Spannungsamplitude und in der Nähe der Antennensättigung und sind insbesondere an den Enden, bzw. Spitzen der Antennen zu beobachten. Durch entsprechende Verrundung und Verwendung von Sprühschutzkappen an den Antennenisolatoren (siehe Abb. 1004 bis 1007, S. 158 u. 159) können die Sprühverluste herabgedrückt werden. Die Verwendung der öfters vorgeschlagenen gummiisolierten Kabel oder Rohre als Antennenleiter werden in den seltensten Fällen wirklich inbetracht kommen und haben im allgemeinen auch infolge der Luftfeuchtigkeit usw. nur wenig Vorteil. Die Isolation der Antenne muß möglichst gut sein. Geheizte Isolatoren, welche hochfrequenztechnisch das Günstigste darstellen würden, sind aus mechanischen Gründen nur auf besondere Ausnahmefälle beschränkt.

In folgender Tabelle sind einige Dämpfungsdekremente von Antennen bei mittleren Verhältnissen, sowie deren auf eine Wellenlänge von 1000 m und eine Kapazität von 3000 cm umgerechneten Widerstände wiedergegeben. Diese haben auch insofern Bedeutung, da die in der Antenne vorhandene Leistung jetzt durchweg nach der Formel

$$\text{Leistung} = J^2 \cdot w_{ges.}$$

angegeben wird, worin J die Antennenstromstärke und $w_{ges.}$ den Ohmschen Gesamtwiderstand von Antenne und eventuellen Verlängerungsmitteln (Spulen usw.) darstellen.

Die eigentliche „Nutzleistung" der Antenne ist hingegen:

$$\text{Nutzleistung} = J^2 \cdot w_{str.}$$

Der Gesamtwiderstand einer Antenne kann aus der Gesamtdämpfung der Antenne gemäß I, S. 597ff. berechnet werden.

Es ist $$w_{ges.} = w_{str.} + w_{Joule} + w_{verl.} = 150 \cdot \frac{\mathfrak{d}_{ges.} \cdot \lambda_m}{C_{a\,cm}}.$$

hierin ist $w_{ges.}$ = der gesamte Antennenwiderstand,
$w_{str.}$ = der Strahlungswiderstand,

w_{joule} = der Widerstand durch Joulesche Wärme im Antennendraht und in den Abstimmungs- und Kopplungsmitteln,

$w_{verl.}$ = der Widerstand durch Sprüh- und Isolationsverluste in der Antenne und Erdleitung sowie durch Induktion der Pardunen, Sprühen usw.

Zu beachten ist, daß die Gesamtdämpfung und damit der Gesamtwiderstand keine Konstante ist. Diese Größen sind vielmehr im wesentlichen abhängig a) von der Wellenlänge λ, b) von der Art des Stromverlaufes und der Stromstärke in der Antenne.

Antennenform (siehe S. 384)	$\mathfrak{d}$	$w_{str.} \sim \begin{pmatrix} \lambda = 1000 \text{ m} \\ C_a = 3000 \text{ cm} \end{pmatrix}$
Schirmantenne (Abb. 412, S. 384)	0,1	5 Ohm
T-Antenne (Schiffsantenne, Abb. 413, S. 384)	0,1—0,16	6,5 „
Harfenantenne (Abb. 414, S. 384)	0,15—0,2	8,75 „
Konusantenne (Abb. 402, S. 375)	0,2	10 „
Gestreckter Draht (einfache Marconiantenne, Abb. 415, S. 384).	0,2—0,35	12,5 „
Doppelkonusantenne (Abb. 403, S. 374) . . .	0,3—0,5	20 „
Flugzeugantenne (Abb. 416, S. 384)	$\sim 0{,}5$	~ 30 „ ($\lambda = 100$ m; C = 250 cm)
Erdantenne (auf die Erde gelegte Kabelantenne, Abb. 461, S. 415).	0,089—0,535	10—60 Ohm (λ = 600 m)

C. Ermittlung der Dämpfung.

Wir hatten bereits gesehen, daß man den genauen Schwingungsverlauf am einwandfreiesten aus der Resonanzkurve erkennen kann. Gleichzeitig ist diese auch das beste Mittel, um die Dämpfung der Schwingungen im Schwingungskreise exakt festzustellen.

Gelegentlich der Besprechung des Wellenmesserkreises auf S. 71 waren schon beispielsweise Resonanzkurven sowohl für ein stark gedämpftes als auch für ein schwach gedämpftes Schwingungssystem gezeichnet worden. In diesem Abschnitt soll hierauf näher eingegangen werden, während die Ausführungen von Dämpfungsmessungen auf S. 596 ff. näher auseinander gesetzt sind.

Zur Ermittlung der Dämpfung dient bisher in der Hauptsache die im nachstehenden ausführlich behandelte Resonanzmethode.

Daneben findet bei Laboratoriumsmessungen noch die Vergleichsmethode vielfach Anwendung.

Als weitere Methoden kommen inbetracht:

die Dynamometermethode,
die direkte Methode mittels Strom und Spannungsmessung,
die Methode mittels der Braunschen Röhre nach Zenneck,
die Dämpfungsmethode mittels des Magnetdetektors nach Rutherford,
die Kontaktanordnungen nach Tallqvist und Glatzel.

Auf diese Methoden ist gleichfalls auf S. 592 ff. eingegangen.

Es sei hier jedoch erwähnt, daß die Dynamometermethode wegen ihrer großen Einfachheit und der verhältnismäßig leicht exakt zu erzielenden Dämpfungswerte über kurz oder lang sich größeren Eingang in die Meßtechnik verschaffen wird, sobald die Industrie brauchbare Dynamometer herzustellen in der Lage ist.

a) Resonanzkurve des Stromeffektes. Resonanz, Isochronismus. Reduktion der Resonanzkurve.

Zur genauen Feststellung der Dämpfung mittels der Resonanzmethode ist es zwar an sich nicht unbedingt erforderlich, die volle Resonanzkurve auf-

zunehmen, man erhält aber von vornherein ein übersichtlicheres Bild durch die Aufzeichnung der Kurve. Für die Messung selbst genügen schon drei Punkte, und zwar die Wellenlänge, bzw. Kapazität im Resonanzpunkt und die beiden Werte für Wellenlänge, bzw. Kapazität bei halbem Ausschlag links und rechts vom Resonanzpunkt gemessen.

Die Resonanzkurve wird z. B. mittels des auf S. 70 ff. beschriebenen Wellenmessers mit Hitzdrahtinstrument oder einem anderen geeigneten Indikator oder mittels einer der Anordnungen, entsprechend Kapitel V (S. 563 ff.), aufgenommen. Man trägt z. B. den Ausschlag des Hitzdrahtinstrumentes als Funktion der Wellenlänge auf, wobei der Wellenmeßkreis möglichst lose, aber doch so fest mit dem zu messenden Kreise gekoppelt wird, daß man noch einen genügenden Ausschlag des Hitzdrahtinstrumentzeigers erhält.

Man bezeichnet die auf diese Weise mittels eines Stromindikators aufgenommene Kurve als „Resonanzkurve des Stromeffektes" (J. Zenneck), für welche unter der bisherigen Annahme, daß die logarithmischen Dekremente $\mathfrak{d}_1$ und $\mathfrak{d}_2$ klein sind gegen 2π, und daß ferner ist: $y = e^{-x} = \mathfrak{d}_1$, gilt:

$$J^2_{2\,\mathrm{eff}} = \zeta \cdot \frac{(\omega \cdot L_{21} \cdot J_1)^2}{64\,\pi^2 \nu_1^3 \cdot L_2^2} \cdot \frac{\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2}{\mathfrak{d}_1 \cdot \mathfrak{d}_2} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{\nu_2}{\nu_1}\right)^2 + \left(\frac{\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2}{2\pi}\right)^2}.$$

hierin ist $J_{2\,\mathrm{eff}}$ = die effektive Stromstärke im Sekundärsystem,
$\omega L_{21} J_1$ = die vom Primärsystem im Sekundärsystem erzeugte E M K,
ν_1 = Frequenz des Primärsystems (Oszillators),
ν_2 = „ „ Sekundärsystems (Resonators).

Es ist ferner der Stromeffekt im Resonanzpunkt
bei ungedämpften Schwingungen:

$$J_r^2{}_{\mathrm{eff}} = \frac{(\omega L_{21} \cdot J_1)^2}{8\,\nu_1^2 \cdot L_2^2} \cdot \frac{1}{\mathfrak{d}_2^2},$$

bei gedämpften Schwingungen:

$$J_r^2{}_{\mathrm{eff}} = \frac{(w L_{21} \cdot J_1)^2}{16\,\nu_1^3 \cdot L_2^2} \cdot \frac{1}{\mathfrak{d}_1 \mathfrak{d}_2 (\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2)}.$$

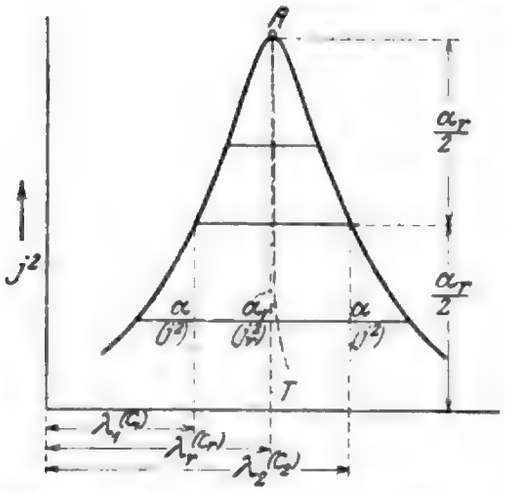


Abb. 364. Aufgenommene Kurve in einem relativ schwach gedämpften Resonanzsystem.

Eine in einem relativ schwach gedämpften Resonanzsystem aufgenommene Kurve soll beispielsweise in Abb. 364 dargestellt sein. Der Punkt R des Resonanzmaximums kann in einfacher Weise dadurch genau bestimmt werden, daß eine Anzahl Sehnen der Resonanzkurve gehälftet, und daß die sich so ergebenden Punkte miteinander verbunden werden. An diese Verbindungskurve wird eine Tangente T gelegt. Der Schnittpunkt derselben mit der Resonanzkurve ist der Punkt R des Resonanzmaximums, also derjenige Punkt, in welchem die Abstimmung zwischen dem zu messenden System und dem Meßsystem vorhanden ist.

Es ist im übrigen zu unterscheiden zwischen „Resonanz" und „Isochronismus".

Unter ersterer versteht man die in einem Sekundärsystem, welches von einem Primärsystem aus erregt wird, hervorgerufene Maximalwirkung, bestehend in der Maximalamplitude des Strom- oder Spannungs- oder Energieindikators.

Unter Isochronismus oder Isochronität wird hingegen das genaue Übereinstimmen der Schwingungszahlen (Wellenlänge, Frequenz) beider Systeme verstanden.

Bei schwach gedämpften Systemen kann man die Resonanz praktisch gleich dem Isochronismus setzen. Hierbei wird auch Spannungs- und Stromresonanz einander gleich. Bei extrem stark gedämpften Systemen indessen kommen erhebliche Abweichungen vor.

Die Resonanzkurve, entsprechend Abb. 364, stellt, wie schon zum Ausdruck gebracht, eine relativ gering gedämpfte Schwingung dar. Ohne weiteres darf man das aber aus der Kurve nicht schließen. Es ist vielmehr für die Beurteilung der Dämpfung aus der Resonanzkurve wesentlich, sowohl den Maßstab der Wellenlängen- bzw. Kapazitätswerte der Abszisse, als auch der Stromquadratwerte zu berücksichtigen. Selbstverständlich spielt außerdem auch der Kopplungsgrad zwischen Meßsystem und dem zu messenden System, sowie die Empfindlichkeit des Wellenmesserindikators eine große Rolle. Man könnte die Kurve für dieselbe Dämpfung bei loserer Kopplung des Wellenmessers oder unter Benutzung eines anderen Maßstabes auch viel flacher zeichnen, ohne daß sich darum die Dämpfung tatsächlich geändert zu haben brauchte.

Um derartige Trugschlüsse zu vermeiden, drückt man einerseits die Dämpfung als Zahl aus, andererseits muß man, wenn es sich um den direkten Vergleich von Resonanzkurven handelt, diese auf einen bestimmten Maßstab reduzieren (J. Zenneck). Man trägt alsdann als Abszissen nicht die Wellenlängen, bzw. Frequenzen des Sekundärsystems, sondern das Verhältnis $\nu_2 \nu_1$, also zur Frequenz ν_1 des unveränderlichen Systems auf, und als Ordinaten trägt man nicht den Stromeffekt (quadratischen Stromwert gleich J^2_{eff}), sondern vielmehr das Verhältnis des Stromeffektes bei der betreffenden Frequenz, im Verhältnis zum Stromeffekt bei Resonanz, also $\frac{J^2_{eff}}{J_r{}^2_{eff}}$ auf.

Es besteht alsdann die Beziehung, daß die Resonanzkurve im Scheitelpunkt um so spitzer ist, d. h. die „Resonanzschärfe" um so größer ist, je geringer die Summe der Dekremente von Primär- und Sekundärsystem und je loser die Kopplung zwischen diesen beiden Systemen ist.

Nachstehend ist unter c) die Dämpfungsmessung eines Oszillators mittels der Resonanzkurve, unter d) eines Resonators unter Anwendung einer variablen Dämpfung des letzteren wiedergegeben (W. Hahnemann, Rausch v. Traubenberg, 1905).

b) Messung der Summe der Dämpfungsdekremente eines Oszillators und eines Resonators (Resonanzmethode V. Bjerknes).

Als Meßinstrument dient ein Wellenmesser mit einem Indikationsinstrument, welches den Strom-, Spannungs- oder Energieeffekt anzeigt (siehe z. B. Abb. 34, S. 70).

Auf dieses Schwingungssystem wird vom Oszillator her, welcher möglichst sinusförmige Schwingungen liefern soll, in tunlichst loser Kopplung induziert, und es wird in diesem Meßschwingungssystem, abhängig von der Wellenlänge, der Ausschlag des Indikationsinstrumentes aufgenommen. Wenn weiterhin vorausgesetzt werden kann, daß das logarithmische Dekrement klein ist gegenüber 2π, daß ferner $\frac{C_r - C_1}{C_1}$ klein ist gegenüber 1, so gelten nach Bjerknes für die Summe des Oszillatordekrementes δ_1 und des Resonatordekrementes (Meßschwingungssystem) δ_2 bei Vorhandensein einer exponentiellen Amplitudenkurve die Gleichungen:

Digitized by Google

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \mathfrak{a} \cdot \frac{C_r - C_1}{C_1},$$

hierin ist a eine Konstante, die vom Ausschlagsverhältnis $\frac{\alpha}{\alpha_r}$ abhängt, und zwar ist

$$\mathfrak{a} = \pi \sqrt{\frac{\frac{\alpha}{\alpha_r}}{1 - \frac{\alpha}{\alpha_r}}};$$

C_r ist die Größe des Kondensators im Isochronitätspunkt (Resonanzpunkt), diesem entspricht α_r, C_1 ist die Kondensatorgröße nach Verstimmung des Resonators, wobei der Ausschlag α erzielt wird.

Setzt man den Wert von a ein, und schreibt man statt der Ausschläge α_r und α, sofern man als Indikationsinstrument anstelle eines Galvanometers ein Hitzdrahtinstrument verwendet, so erhält man:

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \pi \cdot \frac{C_r - C_1}{C_1} \cdot \sqrt{\frac{J^2}{J_r^2 - J^2}}.$$

Wenn man nun die Verstimmung des Resonators so bewirkt, daß rechts und links vom Resonanzpunkt R, bei welchem die Kapazität C_r und der Energiebetrag J_r^2 ist, der Energiebetrag des Indikationsinstrumentes auf denselben Betrag gleich J^2, für die Kondensatorgrößen C_1 und C_2 sinkt, so kann man schreiben:

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \pi \cdot \frac{C_2 - C_r}{C_2} \cdot \sqrt{\frac{J^2}{J_r^2 - J^2}},$$

oder

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \pi \cdot \frac{C_2 - C_1}{C_2 + C_1} \sqrt{\frac{J^2}{J_r^2 - J^2}},$$

oder

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{C_2 - C_1}{C_r} \sqrt{\frac{J^2}{J_r^2 - J^2}},$$

oder in den entsprechenden Wellenlängen ausgedrückt:

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \pi \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_r} \sqrt{\frac{J^2}{J_r^2 - J^2}}.$$

Wählt man nun $\alpha = \alpha_r$, bzw. $J_2 = Jr_2$, so vereinfachen sich die obigen Ausdrücke um das Wurzelglied also

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \pi \cdot \frac{C_r - C_1}{C_1},$$

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \pi \cdot \frac{C_2 - C_r}{C_2},$$

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \pi \cdot \frac{C_2 - C_1}{C_2 + C_1},$$

oder

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{C_2 - C_1}{C_r},$$

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \pi \cdot \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_r}.$$

c) Dämpfungsmessung eines Oszillators (Resonanzmethode).

Man mißt die Summe der Dämpfungsdekremente nach einem der obigen Ausdrücke.

α) Entweder kann man z. B. bei überschlägigen Rechnungen die Dämpfung des Resonanzkreises (z. B. Wellenmessers) als bekannt annehmen und von der Summe der Dekremente abziehen. Die Dämpfung eines normalen Resonanzkreiswellenmessers mit Hitzdrahtinstrument beträgt im Mittel $\mathfrak{d}_2 = 0{,}009$. Zieht man diesen Wert von $\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2$ ab, so erhält man das Dekrement des Oszillators $\mathfrak{d}_1$.

β) Oder wenn $\mathfrak{d}_2$ nicht bekannt ist und ein anderer Oszillator mit ungedämpften Schwingungen oder idealer Stoßerregung zur Verfügung steht, so verschwindet naturgemäß der Einfluß der Dämpfung dieses Oszillators vollkommen, und man erhält alsdann direkt für die Dämpfung des Resonators unter Berücksichtigung von $a = \frac{a_r}{2}$.

$$\mathfrak{d}_2 = \pi \cdot \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_r}.$$

Man hat also auf diese Weise $\mathfrak{d}_2$ gefunden und kann $\mathfrak{d}_2$ von der für den zu untersuchenden Oszillator gefundenen Dekrementsumme $\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2$ abziehen.

γ) Oder man kann die unter d) beschriebene Methode unter Einschaltung eines Widerstandes und Ermittlung der Zusatzdämpfung anwenden, um zunächst $\mathfrak{d}_2$ festzustellen und diesen Wert alsdann von der Summe der Dekremente abzuziehen.

d) Dämpfungsmessung eines Resonators mittels variabler Dämpfung desselben (Einschaltung eines Widerstandes).

α) Meßmethode bei wenig gedämpften und ungedämpften Oszillatoren.

Soll die Dämpfung eines Resonators, wie z. B. eines Resonanzkreiswellenmessers auch als Funktion der Wellenlänge, wie ein solcher wegen seiner relativ kleinen Eigendämpfung häufig zu Dämpfungsmessungen benutzt wird, bestimmt werden und stehen ungedämpfte Schwingungen nicht zur Verfügung, bzw. ist die Dämpfung des Resonators nur gering, so kann folgende Methode, entsprechend Abb. 365, angewendet werden.

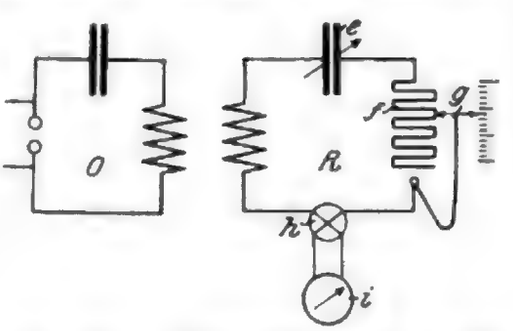


Abb. 365. Dämpfungsmessung eines Resonators mittels variabler Dämpfung desselben.

Der Resonator R wird auf den Oszillator O abgestimmt, und es wird wie unter b) $\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2$ mit Hilfe der Resonanzkurve bestimmt. Sodann wird in den Resonator ein möglichst selbstinduktions- und kapazitätsfreier Widerstand, ein sogenannter Hochfrequenzwiderstand f, eingeschaltet.

Ist dieser Widerstand nicht in Ohmwerten geeicht, so kann die durch ihn bewirkte Zusatzdämpfung $\triangle\, \mathfrak{d}_2$, welche also eine Gesamtdämpfung $\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 + \triangle\, \mathfrak{d}_2$ herbeigeführt hat, aus nachstehendem Ausdruck berechnet werden, wobei vor Einschaltung des Widerstandes der Ausschlag am Resonanzindikationsinstrument i gleich a_r gewesen sei und nach Einschalten des Widerstandes a_{r1}, so hat man

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \pi \cdot \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_r} \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{\alpha_r - \alpha}}$$

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 + \triangle\,\mathfrak{d}_2 = \pi \cdot \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_r} \cdot \sqrt{\frac{\alpha_1}{\alpha_{r1} - \alpha_1}}$$

$$\triangle\,\mathfrak{d}_2 = (\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 + \triangle\,\mathfrak{d}_2) - (\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2)$$

$$\mathfrak{d}_2 = \frac{\triangle\,\mathfrak{d}_2}{\frac{\alpha_r}{\alpha_{r1}} \cdot \frac{\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2}{\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 + \triangle\,\mathfrak{d}_2}} - 1.$$

Wählt man die Verhältnisse, so daß $\frac{\alpha_r}{\alpha_{r1}} = 2$ wird, dann erhält man

$$\mathfrak{d}_2 = \frac{\triangle\,\mathfrak{d}_2}{2 \cdot \frac{\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2}{\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 + \triangle\,\mathfrak{d}_2} - 1}.$$

Ist jedoch der Hochfrequenzwiderstand in Ohmwerten geeicht, so kann man die durch den Widerstand herbeigeführte Zusatzdämpfung in einfacherer Weise berechnen, wozu die nachstehende Überlegung und die sich hieraus ergebende Schlußformel dienen möge.

Es sei C die resultierende Kapazität des Resonators in cm, λ die Wellenlänge des Resonators in cm, bei welcher er auf den Oszillator abgestimmt ist, w der Widerstand, L die Selbstinduktion in C G S und v die Lichtgeschwindigkeit, so ist für die Dämpfung dieses Kreises $\mathfrak{d}_2$

$$\mathfrak{d}_2 = \frac{w^{cm}}{2\,L^{cm}} \cdot \frac{\lambda_r^{cm}}{v^{cm}}$$

$$\lambda^{cm} = 2\pi \sqrt{L^{cm} \cdot C^{cm}}$$

hieraus folgt:

$$\mathfrak{d}_2 = \frac{w^{cm}}{\frac{\lambda^{2cm}}{2\pi^2\,C^{cm}}} \cdot \frac{\lambda_r^{cm}}{v^{cm}} = \frac{w^{cm} \cdot C^{cm}}{\lambda^{cm}} \cdot \frac{2\pi^2}{v^{cm}}$$

und wenn für $v^2 = 3{,}10^{10}$ cm, für $\lambda^{cm} = \lambda^{m}$, für $w^{cm} = w^{Ohm}$ eingeführt wird, erhält man für die durch den Widerstand bewirkte Zusatzdämpfung

$$\triangle\,\mathfrak{d}_2 = \frac{2}{3} \cdot 10^{-2} \cdot \frac{C^{cm} \cdot w^{Ohm}}{\lambda^{m}} = \frac{1}{150} \cdot \frac{C^{cm} \cdot w^{Ohm}}{\lambda^{m}} = 0{,}666 \cdot \frac{C^{cm} \cdot w^{Ohm}}{\lambda^{cm}}.$$

Die sich alsdann für die Praxis ergebenden Zusammengehörigkeitswerte sind in Abb. 366 (L. Adelmann) wiedergegeben.

Da man obige Formel auch schreiben kann

$$w = 150\,\triangle\,\mathfrak{d}_2 \cdot \frac{\lambda_r^{m}}{C^{cm}} = 1{,}5\,\triangle\,\mathfrak{d} \cdot \frac{\lambda_r^{cm}}{C^{cm}}$$

sind auch diese Werte sinngemäß aus Abb. 366 zu entnehmen.

Sofern die Dämpfung des zu messenden Systems (Resonators) nur sehr klein ist, kann man vorteilhaft bei geeichtem Widerstand auch schreiben, wenn

J_1^2 die Energie, bzw. a_2 der Ausschlag des Indikationsinstrumentes vor Einschaltung des geeichten Hochfrequenzwiderstandes in den Resonator, wobei das Dekrement $= \mathfrak{d}_2$,

J_2^2 die Energie, bzw. a_2 der Ausschlag nach Einschaltung des Widerstandes, wobei das Dekrement gleich $\mathfrak{d}_2 + \triangle\,\mathfrak{d}_2$ ist:

$$\mathfrak{d}_2 = \triangle \mathfrak{d}_2 \cdot \frac{J_2^2}{J_1^2 - J_2^2} = \triangle \mathfrak{d}_2 \cdot \frac{\alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2}$$

gültig für gedämpfte Schwingungen des Oszillators.

Da die Kapazität und Wellenlänge des Kreises konstant bleiben, kann man statt der Dämpfungsdekremente die entsprechenden Widerstandswerte einsetzen. Man erhält alsdann:

$$w_2 = \triangle w_2 \cdot \frac{J_2^2}{J_1^2 - J_2^2}.$$

Macht man $J_1^2 = 2\,J_2^2$, so wird $w_2 = \triangle w_2$.

Sofern der Oszillator mit ungedämpften Schwingungen erregt wird, erhält man die Schlußgleichungen:

$$\mathfrak{d}_2 = \triangle \mathfrak{d}_2 \cdot \frac{J_2}{J_1 - J_2} = \triangle \mathfrak{d}_2 \cdot \frac{\sqrt{\alpha_2}}{\sqrt{\alpha_1} - \sqrt{\alpha_2}}$$

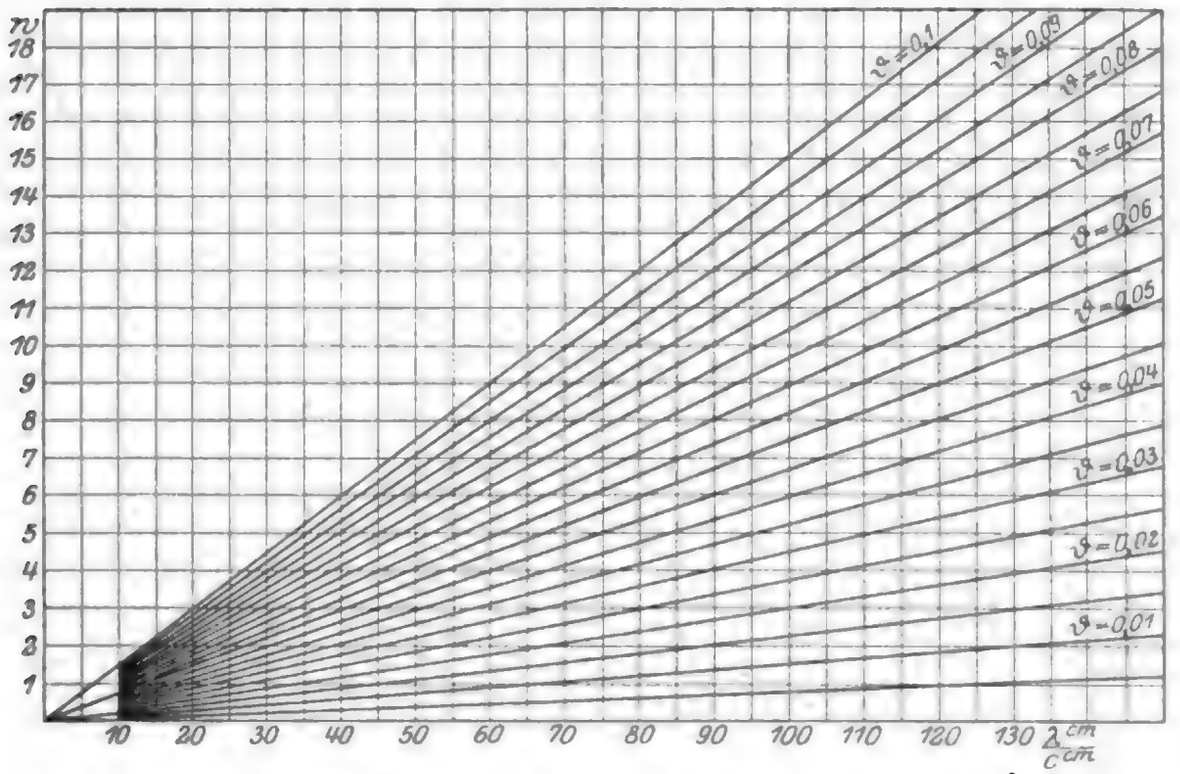


Abb. 366. Abhängigkeit von w und $\mathfrak{d}$ (= in der Figur ϑ) von $\frac{\lambda}{C}$.

oder auch hier statt der Dämpfungen die Widerstände eingesetzt

$$w_2 = \triangle w_2 \cdot \frac{J_2}{J_1 - J_2}.$$

Macht man $J_1 = 2\,J_2$, so wird $w_2 = \triangle w_2$.

β) Meßmethode bei stark gedämpften Oszillatoren.

Für den Fall, daß $\mathfrak{d}_1$ bedeutend größer ist als $\mathfrak{d}_2$, z. B. 10—20mal größer, was mittels einer Stoßerregung z. B. bewirkt werden kann, vereinfacht sich die obige Formel von $\mathfrak{d}_2$ zu folgender:

$$\mathfrak{d}_2 = \sim \frac{\triangle \mathfrak{d}_2}{\frac{\alpha_1}{\alpha_2} - 1}$$

oder $$\mathfrak{d}_2 = \triangle \cdot \mathfrak{d}_2 \cdot \frac{a_2}{a_1 - a_2}.$$

Am zweckmäßigsten wählt man den Widerstand so, daß das Verhältnis $\frac{a_1}{a_2} = 2$ wird, es wird alsdann $\mathfrak{d}_2 = \triangle \mathfrak{d}_2$

und $$w_2 = \triangle w_2.$$

D. Berücksichtigung der Schwingungsart des Oszillators.

Es ist, wie aus obigen Ausdrücken hervorgeht, für die Dämpfungsmessung, insbesondere bei Anwendung der Resonanzmethode, keineswegs gleichgültig, ob die Erregung der elektrischen Schwingungen in Form von gedämpften Funkenschwingungen, oder aber in Form von ungedämpften Schwingungen (Lichtbogenschwingungen, Röhrensenderschwingungen, ideale Stoßerregung, maschinell erzeugte Schwingungen) stattfindet.

Am besten geht dies aus der Gegenüberstellung der beiden Ausdrücke für gedämpfte und ungedämpfte Schwingungen hervor, wenn man in den Resonanzkreis eine zusätzliche Dämpfung $\triangle \mathfrak{d}$ einführt. Es ergibt sich nämlich alsdann

für gedämpfte Schwingungen:

$$\mathfrak{d} = \triangle \mathfrak{d} \cdot \frac{J_2^2}{J_1^2 - J_2^2},$$

für ungedämpfte Schwingungen:

$$\mathfrak{d} = \triangle \mathfrak{d} \cdot \frac{J_2}{J_1 - J_2},$$

worin J_1 der Stromwert, entsprechend der Dämpfung des Kreises an und für sich, J_2 der Stromwert, entsprechend der Kreisdämpfung einschließlich der Zusatzdämpfung ist.

E. Nichtexponentielle Amplitudenkurve. (Unregelmäßigkeiten der Resonanzkurve.)

Bei den bisherigen Betrachtungen war angenommen worden, daß der Verlauf der Resonanzkurve ein völlig regelmäßiger sei, und daß man es mit Schwingungen zu tun habe, welche eine exponentielle Dämpfungskurve besitzen.

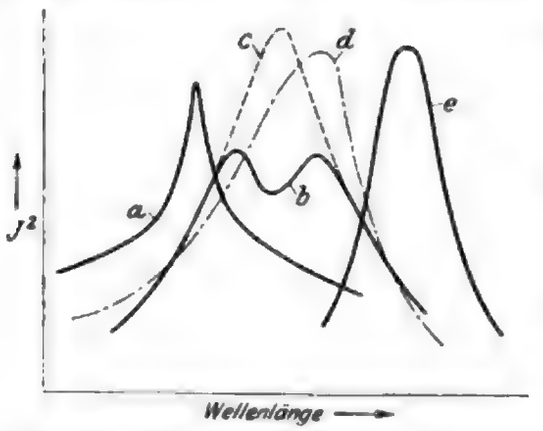


Abb. 367. Unregelmäßigkeiten der Resonanzkurve.

Es kommen nun aber verschiedene Fälle vor, in denen diese Voraussetzung nicht zutrifft.

Einige der auftretenden fehlerhaften Resonanzkurven sind in Abb. 367 dargestellt (siehe auch Abb. 35, S. 71).

Koppelt man z. B. den Oszillator mit dem Resonator zu fest, oder induziert der Oszillator direkt auf das Indikationsinstrument des Resonators, so kann eine Resonanzkurve, entsprechend dem Bilde a, auftreten. Das Dämpfungsdekrement verändert in diesem Falle seine Größe, entsprechend der Stelle der Resonanzkurve, an welcher es gewonnen wird.

Ein anderer Fall, der häufig eintritt, und durch Kurve *b* dargestellt ist, betrifft das Auftreten einer Zweiwelligkeit. Diese braucht nicht notwendigerweise im Oszillator vorhanden zu sein, sondern kann z. B. bei zu fester Kopplung

des Resonators mit dem Oszillator und bei Bildung von Sprühfunken im Kondensator des Ersteren sich einstellen.

Beseitigt man letzteres, so erhält man die normale Resonanzkurve, welche in der Abbildung gleichfalls als Kurve *c* dargestellt ist.

In welcher Weise das Sprühen von Kondensatoren, z. B. bei zu starker Belastung derselben, den Charakter der Resonanzkurve verändern kann, geht aus der Kurve *d* (W. Eickhoff) hervor. Bevor man das Dekrement eines derartigen Kreises feststellen kann, ist es erforderlich, das Sprühen der Kondensatoren zu beseitigen.

Zwar einen symmetrischen Verlauf, aber eine verschiedene Dämpfung, je nach der Stelle, an welcher dieselbe bestimmt wird, zeigt die Kurve *e*, welche bei einem Oszillator mit sehr kurzer Funkenstrecke gewonnen wurde. Je weiter abwärts, um so geringer wird die Dämpfung, was darauf schließen läßt (W. Mackü), daß die Schwingungen so frühzeitig abreißen, daß eine regelmäßige Ausbildung der Resonanzkurve nicht stattfinden kann.

F. Dämpfungsmesser.

Die immerhin nicht ganz einfache Ausführung einer Dämpfungsmessung, welche allerdings zum Teil ihren Grund in der Schwierigkeit hatte, insbesondere während längerer Zeiträume die ungedämpften Schwingungen mit konstanten Amplituden aufrecht zu erhalten, was durch die modernen Röhrensender ohne weiteres ermöglicht ist, hat schon frühzeitig das Bestreben gezeitigt, um Meßfehler und Bedienungsschwierigkeiten nach Möglichkeit auszuschalten, direkt an einem Apparat die Dämpfung des zu messenden Systems ablesen zu können.

a) Der Dämpfungsmesser von Telefunken (H. Brandes und W. Hahnemann).

Ein derartiger Dämpfungsmesser ist z. B. von Telefunken (H. Brandes und W. Hahnemann, 1905) in verschiedenen Ausführungen mittels eines Meßkreises mit variabler Dämpfung oder eines Hilfskreises mit variabler Kapazität und Selbstinduktion konstruiert worden. Auch eine Apparatur nach der Vergleichsmethode unter Benutzung eines Vergleichskreises ist damals hergestellt worden, hat jedoch in die Praxis keinen Eingang gefunden, da zwei teure und schwere Apparate, nämlich der geeichte Resonator und der geeichte Oszillator erforderlich waren und bei praktischen Dämpfungsmessungen mitgeführt werden mußten. Das Schaltungsschema dieser Anordnung gibt Abb. 368 wieder.

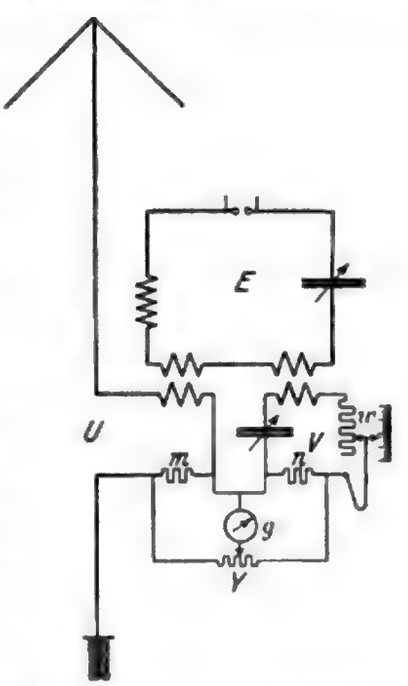


Abb. 368. Dämpfungsmesser von Telefunken.

E ist der geeichte, in seiner Frequenz variable Erregerkreis (Oszillator). *V* ist der gleichfalls in seiner Frequenz variable Vergleichskreis, welcher einen veränderlichen, induktionslosen, geeichten Widerstand *w* besitzt. *U* ist der zu untersuchende Kreis, im vorliegenden Fall der Luftleiter.

Sowohl im Vergleichskreise als im zu untersuchenden Kreise muß die vorhandene Energie mittels eines geeigneten Instrumentes angezeigt werden, da die Methode darauf hinausläuft, die Dämpfung des Vergleichskreises so lange zu variieren, bis bei Verstimmung des Erregerkreises in beiden Kreisen, also im Vergleichskreise und im zu untersuchenden Kreise, sich die Energie gleichmäßig

ändert. Man kann daher in jeden dieser Kreise ein besonderes Instrument einschalten, oder, wie dies bei der Anordnung nach Abb. 368 geschehen ist, ein Bolometer benutzen, welches aus den Widerständen m n y und dem Galvanometer g besteht.

Man stimmt zunächst den Erregerkreis auf den zu untersuchenden Kreis und den Vergleichskreis auf den Erregerkreis ab.

Durch Verstimmung des Erregerkreises treten alsdann in den beiden von ihm induzierten Kreisen Energieänderungen auf.

Die Dämpfung des Vergleichskreises wird nun so lange variiert, bis bei Verstimmung des Erregerkreises in beiden induzierten Kreisen sich die Energie gleichmäßig ändert. Bei der Anordnung nach Abb. 368 wird z. B. der Galvanometerzeiger unbewegt bleiben, wenn die Dämpfung des Vergleichskreises gleich der des zu untersuchenden Kreises ist. Sobald dieses erreicht ist, kann man die Dämpfung direkt an der in Dämpfungswerten geeichten Skala des Widerstandes w des Vergleichskreises ablesen.

Da außer den erwähnten Mängeln auch bei diesem Instrument noch eine reichliche Anzahl von meßtechnischen Handgriffen erforderlich war, hat der Apparat in die Praxis keinen Eingang gefunden.

b) Wellenmesser mit Dämpfungsmeßeinrichtung der Lorenz A.-G.

Diese Anordnung, an deren Ausbildung W. Hahnemann (1907) gleichfalls wesentlichen Anteil hat, war hauptsächlich gedacht für die Dämpfungsmessung von relativ schwach gedämpften Systemen, also zur Dämpfungsbestimmung von Luftleitergebilden. Indessen war es selbstverständlich auch möglich, hiermit die Dämpfung von Erregerkreisen zu messen.

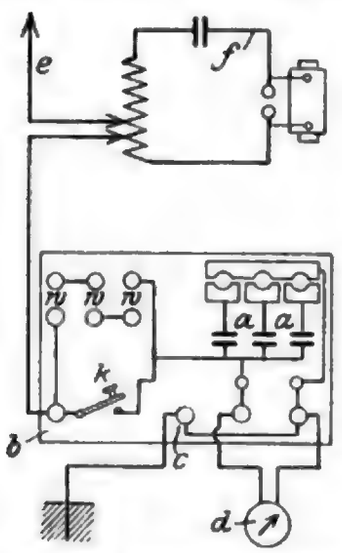


Abb. 369. Dämpfungsmeßeinrichtung der Lorenz A.-G.

Die Apparatur stetzt sich aus dem Universalwellenmesser (siehe Abb. 712, S. 662 ff.) und dem in Abb. 369 schematisch wiedergegebenen Dämpfungsmesserkasten mit einem empfindlichen Hitzdrahtinstrument (Hitzdrahtwattzeiger) (siehe z. B. Abb. 714 links, S. 664) zusammen.

Der Dämpfungsmeßkasten besteht in seinem auf der rechten Seite dargestellten Teile aus einer in einen kleinen Holzkasten eingelassenen Hartgummiplatte, auf der Kontaktbuchsen für die Einschaltung kleiner Blockkondensatoren a von 10000 cm, 40000 cm und 160000 cm Kapazität, Klemmen b und c für die Anschaltung von Antenne und Erde und Klemmen für das Hitzdrahtinstrument d, sowie Stöpselbuchsen w für Widerstandsstöpsel montiert sind. Diese letzteren bestehen aus normalen Hartgummistöpselkörpern, in welche die bifilar gewickelten Widerstandskörper eingebaut sind, mit je 2 Stöpselanschlüssen. k ist ein Schalter, um die bei w eingestöpselten Widerstände kurzschließen zu können. In letzterem Falle geht der Antennenstrom über die betreffenden Kondensatoren a nach c.

Das in einen Holzkasten eingebaute Hitzdrahtinstrument, dessen Skala in $^1/_{10}$ Watt geeicht war, wurde mit Sicherung, Arretierung und Einstellvorrichtung, sowie kapazitiver Kopplung an die Hitzdrahtinstrumentklemmen angeschlossen.

In Abb. 369 ist e der Luftleiter, der in beliebiger, aber möglichst loser Kopplung vom Erregerkreise f Schwingungsenergie erhält. Die Messung der Dämpfung

des Luftleitergebildes erfolgt dadurch, daß in den Luftleiter ein Widerstand eingeschaltet und der Ausschlag am Hitzdrahtinstrument beobachtet wird.

Es bezeichnet:

$\mathfrak{d}_2$ = die Dämpfung des Erregerkreises,
$\mathfrak{d}_{ges.}$ = die Dämpfung der Antenne,
$\mathfrak{d}_{ges.\ ang.}$ = die Dämpfung der Antenne in erster Annäherung,
α_r = den Ausschlag am Hitzdrahtinstrument, wenn k geschlossen ist,
α = den Ausschlag bei eingeschaltetem Widerstand w.

Im übrigen gelten die Bezeichnungen von Abb. 369.

Zur Messung wird der Luftleiter e in loser Kopplung von dem Erregerkreis f aus induziert, und es wird zunächst durch den Schalter k der bei w gestöpselte Widerstand kurzgeschlossen. Der Ausschlag am Hitzdrahtinstrument ist hierbei a_r (Abb. 364). Es werden nunmehr bei w ein oder mehrere Widerstände eingestöpselt, und zwar so viele und so bemessene, daß der Ausschlag am Hitzdrahtinstrument etwa auf den halben Ausschlag $a = \frac{\alpha_r}{2}$ herabgeht. Da nun die Widerstände w, welche im Kasten enthalten sind, in Ohmwerten geeicht sind, kann die Dämpfung berechnet werden aus

$$\mathfrak{d}_{ges.\ ang.} = \frac{1}{150} \cdot \frac{C^{cm} \cdot w^{Ohm}}{\lambda^m}.$$

Die so gefundene Größe von $\mathfrak{d}_{ges.\ ang.}$ gibt die Dämpfung des Luftleiters nur angenähert wieder und läßt auch nur dann ein Bild der Dämpfung zu, wenn der Erregerkreis mindestens 10mal so stark gedämpft ist wie der Luftleiter. Dies entspricht im allgemeinen nicht den Vorgängen in der drahtlosen Praxis. Da es nur selten günstig sein wird, die Dämpfung des Erregerkreises für die Messung zu erhöhen, weil mindestens ein zu großer Widerstand zur Abdrosselung gebraucht wird, so ist es notwendig, noch eine Messung auszuführen, um die Dämpfung genau zu erhalten. Bestimmt man mittels einer der oben wiedergegebenen Methoden die Dämpfung $\mathfrak{d}_1$ des Erregerkreises f, wobei der Erregerkreis selbstverständlich vom Luftleiter abgeschaltet sein muß — es ist auch möglich, die Dämpfung $\mathfrak{d}_1$ nur zu schätzen — so kann man die folgende Formel anwenden:

$$\mathfrak{d}_{ges.} = \mathfrak{d}_{ges.\ ang.} \cdot \left(1 + \frac{\alpha_r}{a} \cdot \frac{\mathfrak{d}_{ges.\ ang.}}{\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_{ges.\ ang.}}\right).$$

c) Dämpfungsmesser der Marconigesellschaft.

a) Dämpfungsmeßzusatzapparat zum Flemingschen Cymometer.

Dem Flemingschen Cymometer (Wellenmesser) (siehe I, S. 657 ff., insbesondere S. 660) wurde ein Zusatzapparat beigegeben, der aus einem Kupferbügel besteht, welcher einen Widerstand und ein Thermoelement mit Milliamperemeter enthält.

Diesen Zusatzapparat zeigt Abb. 370. In der rechts befindlichen, leicht auswechselbaren Hartgummibüchse ist der dünne Widerstandsdraht eingeschlossen, in der linken Büchse das Thermoelement, welches mittels biegsamer Litze mit dem Milliamperemeter verbunden ist. Sowohl das Thermoelement, als auch der Widerstand können durch Kurzschlußstöpsel ausgeschaltet werden.

Zur Dämpfungsmessung wird der Zusatzapparat mit dem Cymometer verbunden und zunächst das Galvanometer, sofern ein solches anstelle eines Milliamperemeters benutzt wurde, in Stromwerten geeicht.

Die Dämpfungsmessung erfolgt alsdann in nachstehender Weise:

Es werden von voll eingeschalteter Kapazität an unter allmählicher Kapazitätsverkleinerung die zu jeder Kapazitäts- und Selbstinduktionsstellung gehörenden Werte, die am Milliamperemeter abzulesen sind, in einem Koordinatennetze aufgetragen, und es wird so die Resonanzkurve aufgenommen.

Die ermittelte Frequenz ergibt sich durch einfache Berechnung, indem die Zahl 5000000 durch die am Cymometer abgelesene Oszillationskonstante geteilt wird.

Eine zweite Resonanzkurve erhält man bei eingeschaltetem Widerstand des Zusatzapparates.

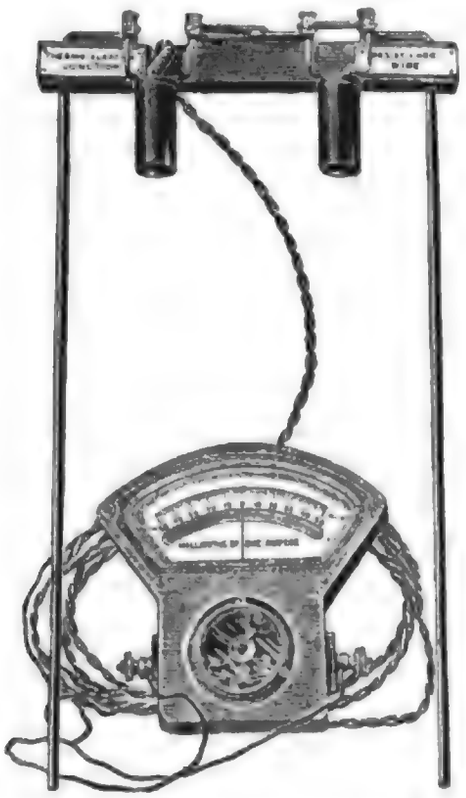


Abb. 370. Dämpfungsmesser der Marconigesellschaft.

Die Dämpfung kann alsdann mittels einer der obigen Formeln, bei denen eine Zusatzdämpfung vorkommt, festgestellt werden.

β) Marconis Dekremeter mit Hörempfang.

Diese Einrichtung ermöglicht es, die Dämpfung eines Systems ohne Benutzung

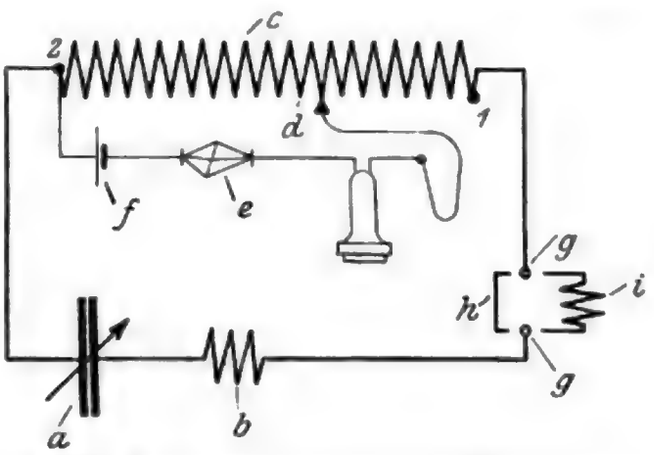


Abb. 371. Marconis Dekremeter für Hörempfang.

eines Meßinstrumentes, nur mittels des Telephons, angenähert zu bestimmen.

Die Anordnung dieses Marconischen Dekremeters zeigt Abb. 371 (siehe auch Abb. 709 und 710, S. 660ff.).

a ist ein veränderlicher Drehkondensator, *b* eine feste Selbstinduktionsspule, *c* eine (aus 32 Windungen bestehende) mittels eines Schiebekontakts *d* veränderliche Selbstinduktionsspule. *e* ist ein Detektor, *f* eine Hülfsbatterie. In den Meßkreis des Dekremeters *a b c* kann entweder an den Kontaktbuchsen *g* ein Kurzschlußbügel *h* oder eine so groß bemessene Selbstinduktion *i* wahlweise eingeschaltet werden, daß durch diese die Frequenz dieses Dämpfungsmeßkreises um 4% verändert wird. Die Feststellung des Dekrementes geht alsdann folgendermaßen vor sich:

Zunächst wird das Dekremeter ohne Einschaltung der Spule *i*, also unter Verwendung des Kurzschlußbügels *h* in Abstimmung mit dem zu messenden System (Oszillator) durch Regulieren des Kondensators *a* gebracht, wobei der Kontakt *d* auf 1 steht, was durch maximale Lautstärke im Telephon festgestellt wird.

Sodann wird anstelle des Kurzschlußbügels h die Spule i in das Meßsystem eingeschaltet, die Frequenz hierdurch um 4% verstimmt und die Lautstärke im Telephon festgestellt. Der dieser Lautstärke entsprechende Stromeffekt sei J^2_{eff}. Hierbei soll gleichfalls der Kontakt d wieder im Punkte 1 stehen.

Die Spule i wird nun wieder ausgeschaltet, der Kontaktbügel h eingeschaltet (in Wirklichkeit ist dies kein Kontaktbügel, sondern vielmehr ein kleiner Schalter, welcher die erforderliche Manipulation rasch durchzuführen gestattet), das Meßsystem auf Resonanz gebracht und der Schleifkontakt d derart verschoben, daß die Lautstärke im Telephon wieder dieselbe ist wie vorher. Die jetzt vorhandene Windungszahl zwischen 2 und Kontakt d möge u sein, der Stromeffekt im Meßsystem sei $J_{r\ eff}^2$.

Infolge der Proportionalität des Stromeffektes zu den eingeschalteten Windungszahlen der Spule c besteht für diese nachfolgende Beziehung:

$$\frac{J_{r\ eff}^2}{J_{eff}^2} = \frac{32^2}{u^2}.$$

Da nun gemäß den obigen Ausdrücken nach Bjerknes u. a., sofern an Stelle der Wellenlänge die entsprechende Frequenz ν gesetzt wird, die Beziehung besteht

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = 2\pi \cdot \frac{\nu_r - \nu}{\nu_r} \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{J_{r\ eff}}{J_{eff}}\right)^2 - 1}}$$

so folgt hier für die Summe der Dekremente des zu messenden Systems und des Dekremeters der einfache Ausdruck:

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = 2\pi \cdot 0{,}04 \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{32}{u}\right)^2 - 1}}$$

Da nun die Dämpfung $\mathfrak{d}_2$ des Dekremeters bekannt ist, hat man auch durch Subtraktion die Dämpfung des zu messenden Systems $\mathfrak{d}_1$.

d) Dämpfungsmesser mit direkter Ablesungsskala.

Sowohl von P. Ludewig (1910), wie auch fußend auf seine Anordnung, sind von E. F. Huth und H. Behne (1911) Dämpfungsmesser mit einer direkten Skalenablesung angegeben worden.

Das Prinzip hierbei ist folgendes: Als variable Elemente des Dämpfungsmeßkreises dienen ein elektrisch großer, kontinuierlich veränderlicher Kondensator, und parallel zu ihm geschaltet ein etwa zehnmal so kleiner, gleichfalls kontinuierlich veränderlicher Kondensator. Infolge der Variation dieser beiden Kondensatoren, welche auch gleichzeitig erfolgen kann, wird der Ausdruck

$$\frac{C_2 - C_1}{C_r}$$

in der Formel $$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = 1{,}57 \cdot \frac{C_2 - C_1}{C_r}$$

hergestellt und auf diese Weise eine direkte Ablesungsmöglichkeit geschaffen.

Bei dem Dämpfungsmesser von Ludewig ist nun die Skala des kleinen Kondensators gegenüber einer normalen Ausführungsform wesentlich vergrößert, und es sind auf die Skalenplatten direkt die Dämpfungskurven eingraviert. Mittels eines mit Schiebers ausgeführten Zeigers wird die entsprechende Kurve eingestellt und am Fadenkreuz des Schiebers abgelesen. Der Dämpfungswert

ergibt sich also hierbei aus der Stellung dieses Schiebers gegenüber der mit Kurven bedeckten Flächenskala des kleinen Kondensators.

Von Huth und Behne rührt, unter Benutzung dieser Idee, die Konstruktion gemäß Abb. 372 her, welche die Anordnung in Grund- und Aufriß wiedergibt.

Es ist hierbei der große Kondensator *c d* mit dem kleinen Kondensator *b f* konstruktiv zu einem Apparat vereinigt, und es ist infolgedessen nur eine einzige Skala abzulesen.

Wie Abb. 372 zeigt, sind die Platten des kleinen Kondensators *b f* über denen des großen Kondensators *c d* angeordnet. Die Metallsäulchen *a* verbinden die festen Platten leitend untereinander. Die Drehplatten *d* des großen Kondensators sind an der Achse *e* befestigt, und die einzige Drehplatte *f* des kleinen Kondensators sitzt an der über diese Achse geschobenen Buchse *g*. Auch diese beweglichen Platten der Kondensatoren sind untereinander leitend verbunden, da auch die Kondensatoren parallel geschaltet sind. Man hat also praktisch nur einen einzigen Kondensator, dessen bewegliche Platten in zwei unabhängig voneinander zu bewegende Gruppen geteilt sind.

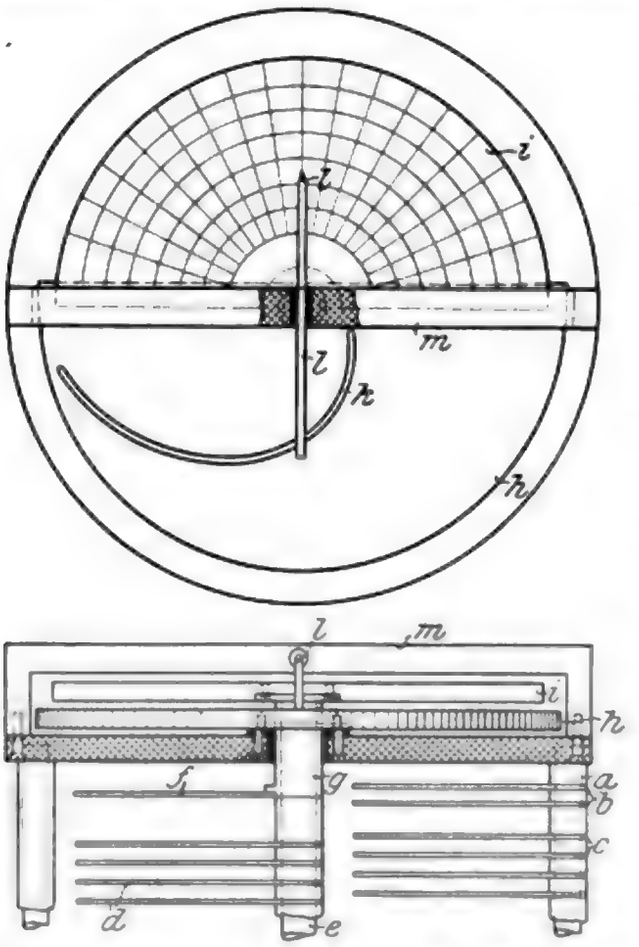


Abb. 372. Dämpfungsmesser von Huth und Behne für direkte Ablesung der Dämpfungswerte.

Außer der Drehplatte *f* ist an der Buchse *g* noch die die Dämpfungskurven enthaltende Scheibe *h* befestigt. Durch Drehen derselben wird die Kapazität des oberen (kleineren) Kondensators verändert. Die durch die Scheibe *h* hindurchgeführte und unabhängig von ihr zu drehende Achse *e* des unteren Kondensators trägt eine mit der Flächenskala bedeckte Scheibe *i*. Die in der Scheibe *h* ausgesparte Kurve *k* dient zur Führung des Endes eines Zeigers *l*, welcher zu diesem Zwecke mit einer kleinen Führungsrolle versehen ist. Dieser Zeiger *l* ist ferner oberhalb der Kondensatorachse in einer festen Brücke *m* so gelagert, daß er nur in seiner Längsrichtung verschoben werden kann, was infolge der Kurvenführung *k* proportional der Drehung der mit der Scheibe *h* verbundenen Kondensatorplatten geschieht.

Die Flächenskala hat ihre Nullinie in der Mitte, d. h. die Nullinie ist eine konzentrische Kreislinie in der halben Skalenbreite.

Die Messung erfolgt in der Weise, daß der kleine Kondensator auf seinen mittleren Wert eingestellt wird, so daß die Spitze des Zeigers *l* auf der Nullinie der Skala *i* liegt. Nun wird der große Kondensator so weit gedreht, bis das in den Schwingungskreis eingeschaltete Meßinstrument maximalen Ausschlag bei Resonanz anzeigt. Wird jetzt der oberen Drehplatte eine solche Stellung gegeben, daß das Meßinstrument auf den halben Ausschlag zurückgeht, so ver-

schiebt sich der Zeiger l in seiner Längsrichtung, und man kann auf der Flächenskala unter der Spitze des Zeigers l den Dämpfungswert ablesen.

e) Der direkt zeigende Dämpfungsmesser von F. A. Kolster.

Wenn den vorstehend beschriebenen Dämpfungsmessern, vielleicht mit Ausnahme der Einrichtungen von Ludewig, Huth und Behne, der Nachteil anhaftet, daß stets noch Rechnungen angestellt werden müssen, um das Dekrement zu erhalten, so ist der nachstehende Apparat hiervon frei und erlaubt es, in weitem Wellenbereiche das Dekrement festzustellen.

Dieser direkt die Dämpfung anzeigende Apparat wurde von F. A. Kolster (1914) konstruiert und hat, wie es scheint, zunächst in Amerika weitere Verbreitung gefunden.

Bei der Konstruktion des Instrumentes ist Kolster von der Bjerknesschen Formel:

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \pi \cdot \frac{C_r - C_1}{C_2} = \pi \cdot \frac{C_2 - C_1}{C_2 + C_1}$$

ausgegangen, wobei berücksichtigt ist, daß die Werte C_1 und C_2 bei halbem Ausschlag der Resonanzstellung C_r abgelesen sind.

Aus der Formel geht klar hervor, daß die Konstruktion des direkt zeigenden Wellenmessers darauf hinausläuft, einen Apparat zu konstruieren, bei welchem innerhalb des ganzen Kapazitätsbereiches bei gleicher Verschiebung $\triangle C$ der beweglichen Platten die Kapazität so verändert wird, daß stets das Verhältnis $\frac{\triangle C}{C}$ eine Konstante ist.

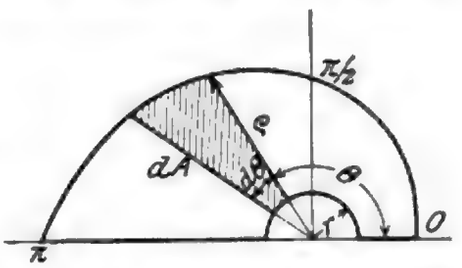


Abb. 373. Drehkondensatorplatte für den Krümmungsradius ϱ.

Bei den gewöhnlichen Drehplattenkondensatoren ist dies bekanntlich nicht der Fall. Die Konstruktion des Dämpfungsmessers kommt also darauf heraus, einen Drehplattenkondensator zu konstruieren, bei welchem die Kapazität sich nach dem Gesetze der geometrischen Progression ändert. Eine solche bewegliche Drehkondensatorplatte ist in Abb. 373 wiedergegeben, und es gilt für den Krümmungsradius ϱ, wie sich unschwer nachweisen läßt, der Ausdruck:

$$\varrho = \sqrt{2\,b\,m\,e^{m\,\theta} + r^2}.$$

Aus konstruktiven Gründen wird der feststehende Plattensatz aus halbkreisförmigen Platten gewählt, und es geht die benutzte Plattenform ebenso wie deren Anordnung aus Abb. 373, auf welche noch näher eingegangen wird, hervor.

Verwendet man einen derartigen Plattenkondensator, so bleibt in der Bjerknesschen Formel das Kapazitätsglied $\frac{C_r - C_1}{C_1}$ für jede gegebene Winkelverschiebung der drehbaren Platten innerhalb des ganzen Bewegungsbereiches von 0° bis 180° konstant.

Die Summe der Dekremente könnte also an der Skala, welche von dem Zeiger des Drehknopfes bestrichen wird, direkt abgelesen werden. Da jedoch die Winkel, um die es sich hier handelt, sehr klein werden würden, würde die Skala nur ungenau abgelesen werden können. Sie ist daher künstlich in der Weise auseinander gezogen, daß sie mit der Kondensatorachse mit einer Zahnradübertragung im Übersetzungsverhältnis 6 zu 1 verbunden ist. Die ohne weiteres verständliche Anordnung geht aus Abb. 374 hervor.

Abb. 375 zeigt eine Draufsicht auf das Dekremeter. i ist eine Windung, welche in das zu messende System, z. B. in die Antenne eingeschaltet wird.

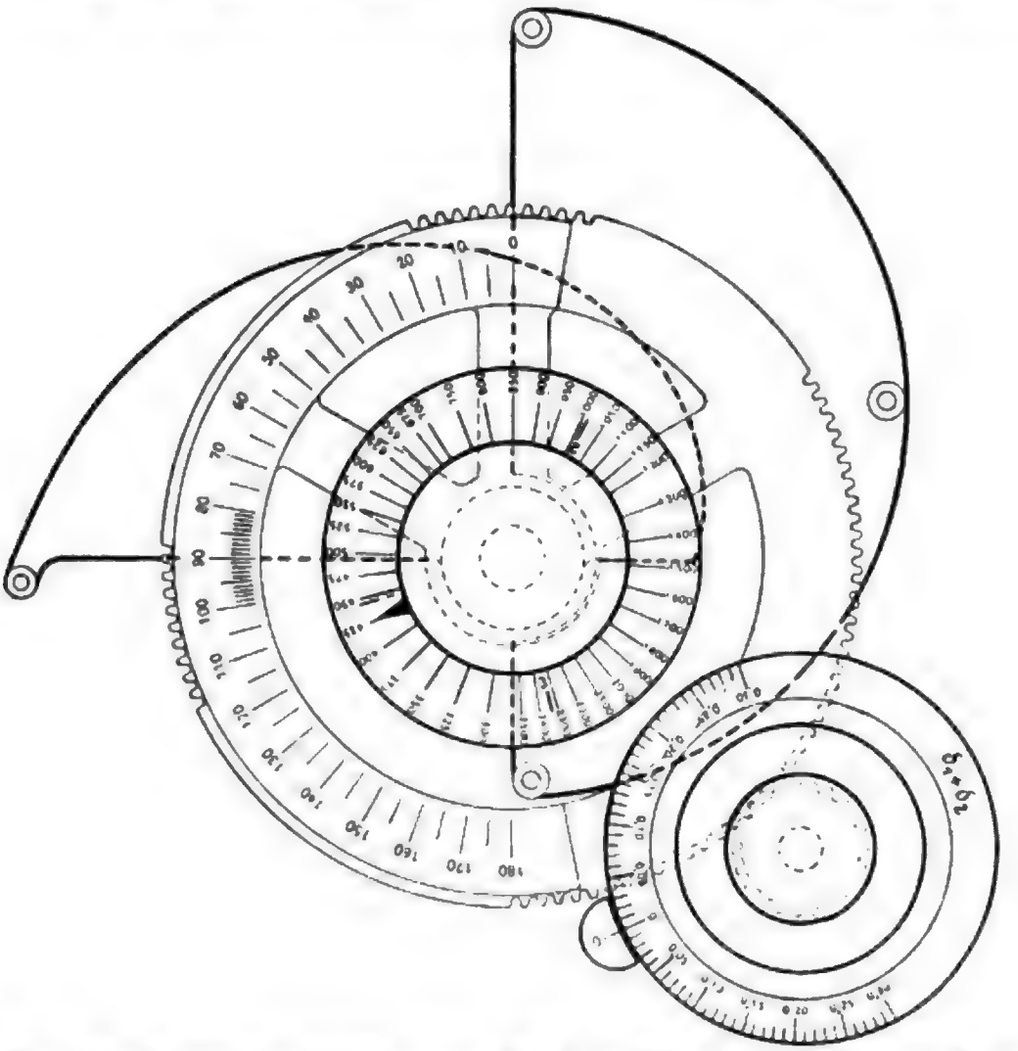


Abb. 374. Kondensatorkonstruktion, um die Kapazität in geometrischer Progression verändern zu lassen.

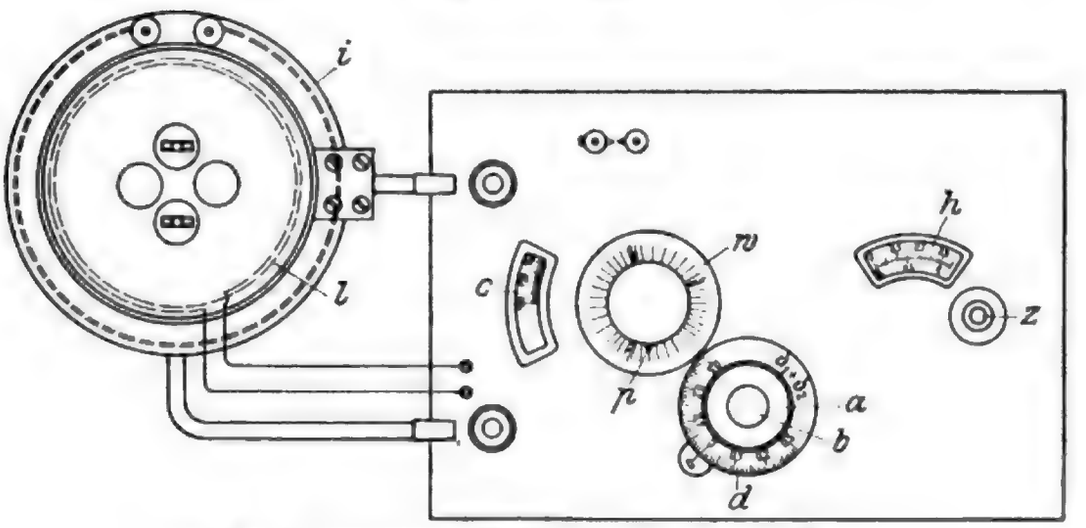


Abb. 375. Draufsicht auf das Dekremeter von Kolster.

Mittels dieser wird auf die Windungen l induziert, welche zusammen mit dem eben erwähnten, veränderlichen Kondensator und einem Hitzdrahtinstrument

Digitized by Google

geringen Widerstandes einen geschlossenen Schwingungskreis bilden. Parallel zu dem beweglichen Kondensator befindet sich noch ein einmal abgeglichener fester Kondensator. *c* ist die Skala des beweglichen Kondensators, *w* die Wellenlängenskala, *d* die Skala der Dämpfungsdekremente, *h* die Skala des Hitzdrahtinstrumentes, *z* eine Regulierschraube des Nullpunktes. Außerdem ist eine Kurzschlußsicherungsfunkenstrecke des Kondensators erkennbar.

Die Messung des logarithmischen Dekrementes wird mit dem Instrument folgendermaßen bewirkt. Der Drehkondensator wird zunächst auf Resonanz mit dem zu messenden System eingestellt, was an der Skala *h* des Hitzdrahtinstrumentes sichtbar ist. Die Kapazität des Drehkondensators wird nun so lange verändert, bis der Ausschlag auf den halben zuerst gehabten Wert gesunken ist. Alsdann wird die Dekrementskala, die sich unabhängig vom Kondensatorknopf *a* drehen läßt, auf Null eingestellt und mittels der Klemmschraube *b* festgeklemmt, so daß sie sich bei einer weiteren Drehung des Kondensators mitdreht. Alsdann geht man von der Nullstellung des Hitzdrahtinstrumentes aus, von welcher man die Hälfte des Höchstausschlages abliest, und verändert den Kondensator stetig in einer und derselben Richtung, bis der Zeiger des Hitzdrahtinstrumentes einen ganzen Hin- und Hergang von einem Halbwertausschlag bis zum Höchstausschlag und wieder zurück zum Halbwertausschlag zurückgelegt hat.

Nunmehr ergibt die Ablesung auf der Skala, die jetzt auf der anderen Seite des Nullpunktes steht, die Summe der Dämpfungsdekremente $\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2$, wobei $\mathfrak{d}_1$ das Dekrement des zu untersuchenden Schwingungskreises und $\mathfrak{d}_2$ das bekannte Dekrement des Dämpfungsmessers ist, das von der Summe der Dekremente abgezogen wird.

f) Direkt zeigender Dämpfungsmesser von H. Wiesent.

Unter Benutzung des in konstruktiver Beziehung etwas abgeänderten, von Mandelstam-Papalexi angegebenen Dynamometers hat H. Wiesent (1917) einen direkt zeigenden Dämpfungsmesser gebaut, dessen Anordnungsschema Abb. 376 wiedergibt, und welcher zunächst für die Messung von logarithmischen Dekrementen von 0,75—0.04 brauchbar ist.

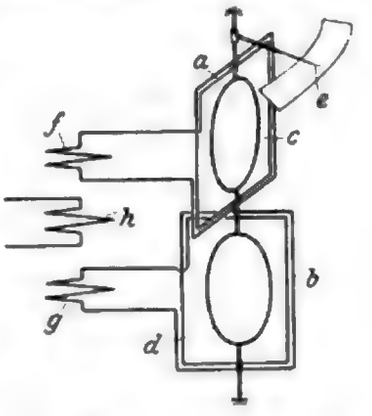


Abb. 376. Direkt zeigender Dämpfungsmesser von H. Wiesent.

Die konstruktive Abänderung und Formgebung des Dynamometers gegenüber der ursprünglichen Bauart besteht in folgendem:

Die beiden Dynamometerspulen *a* und *b*, welche auf das drehbare System einwirken, sind nicht wie bei Mandelstam-Papalexi ineinandergesteckt, sondern vielmehr untereinander angeordnet, wobei die Ebenen der aus mehreren Windungen einlagig gewickelten Spulen senkrecht aufeinander stehen. Jede Spule wirkt auf einen besonderen Kurzschlußkörper *c* und *d* ein. Die Kurzschlußkörper sind unter sich durch eine aus Glas hergestellte Achse von 2.2 mm Durchmesser fest verbunden und bilden miteinander einen Winkel von 45°. Die Kurzschlußkörper bestehen z. B. aus 0.09 mm starken Messingblechringen oder aus Glimmerringen, welche mit Stanniol überzogen sind. Außerdem ist an der Achse dieser Glimmerringe ein Zeiger *d* befestigt, welcher über einer Skala spielt, die direkt in Dämpfungswerten geeicht werden kann.

Die eine der Spulen, zum Beispiel die Spule *a* ist mit einer Selbstinduktionsspule *f* verbunden, welche mit dem zu messenden Kreis in Resonanz gebracht ist.

Digitized by Google

Die andere Spule b ist mit einer anderen Selbstinduktionsspule g verbunden, welche gleichfalls von dem zu messenden Kreis h induziert wird, welche aber gegenüber der ersten Spule etwas verstimmt ist (in nachstehender Formel um den Betrag x).

Das Kurzschlußringsystem c, d befindet sich infolgedessen im indifferenten Gleichgewicht, und es ist nach den Untersuchungen von Wiesent die Ruhelage des Systems bei konstant gehaltener Verstimmung nur durch den Dämpfungswert bedingt, hingegen ist sie unabhängig von der Kopplung und Frequenz, wodurch es möglich ist, die bereits erwähnte direkte Eichung in Dämpfungswerten vorzunehmen.

Die Theorie des Instrumentes ergibt folgenden Endwert:

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = 2\pi x \sqrt{\frac{1}{\operatorname{tg}(180^0 - 2\varphi) - 1}};$$

hierin ist: $\mathfrak{d}_1$ = die gesuchte Dämpfung des zu untersuchenden Systems,
$\mathfrak{d}_2$ = die Eigendämpfung des Dämpfungsmessers,
x = die Verstimmung von Spule b gegen Spule a,
φ = der Winkel um den sich das Kurzschlußringsystem verdreht.

4. Das offene Schwingungssystem (Antenne).

Bei dem bisher betrachteten geschlossenen Schwingungssystem war stets ein quasistationärer Stromzustand vorausgesetzt. Die Stromamplitude besaß an sämtlichen Stellen der Leiterbahn dieselbe Größe, oder mit anderen Worten die räumliche Länge der Leiterbahn war im Verhältnis zur halben Wellenlänge gering.

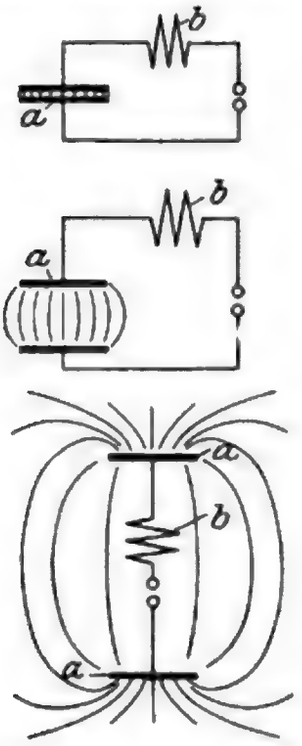


Abb. 377. Entwicklung des offenen aus dem geschlossenen System.

Dieses soll bei dem nun zu betrachtenden offenen Oszillator, welcher die Funktion hat, die erzeugten elektromagnetischen Wellen auszustrahlen und somit eine Fernwirkung auszuüben, nicht mehr vorausgesetzt werden. Im Gegenteil ist bei diesem die Stromamplitude an verschiedenen Stellen der Leiterbahn verschieden groß.

Hingegen soll weiterhin angenommen werden, daß wie bisher der Strom gleichphasig ist, und daß das Dämpfungsdekrement sehr klein ist gegenüber 2π.

Eine Abänderung erfahren diese Betrachtungen nur bei den modernen Spulenantennen, welche infolge ihrer Geschlossenheit einen nahezu quasistationären Stromverlauf besitzen.

A. Der gradlinige Oszillator.

a) Entstehung des offenen Oszillators aus dem geschlossenen.

Man kann sich das offene Schwingungssystem aus dem geschlossenen, entsprechend Abb. 377, entstanden denken. Das geschlossene Schwingungsystem (Abb. 377 oben) hatte den Sitz seiner Energie im elektrischen Felde des Kondensators a, diese wechselte mit der magnetischen Energie in Form von geschlossenen Kraftlinienkreisen um den Verbindungsdraht und insbesondere des Feldes der Spule b ab. Die elektrischen Kraftlinien von a verlaufen im wesentlichen zwischen den Kondensatorbelegen und besitzen höchstens eine ganz geringfügige Streuung. Der Summa-

tionswert beider Energieformen ist, abgesehen vom Energieverbrauch und unabhängig von der Periodenzahl, konstant.

Vergrößert man gemäß dem mittleren Bilde von Abb. 377 den Abstand der Kondensatorbelege, so nimmt die Kraftlinienstreuung, da das elektrische Feld an Gleichförmigkeit eingebüßt hat, bereits zu, ohne daß sich aber etwas wesentliches geändert hätte. Es sind beim Arbeiten der Entladestrecke nach wie vor elektrische Schwingungen im System vorhanden, aber es fehlt noch jede Fernwirkung, da die Kraftlinien im System erhalten bleiben.

Entfernt man nun aber gemäß Abb. 377 unten die Kondensatorbelege soweit voneinander, daß fast sämtliche Kraftlinien sich nur nach außen herumschließen, daß die Gleichförmigkeit der Kraftlinienausbildung fast vollkommen aufgehört hat, also die Streuung ihren Höchstwert annimmt, so ist zwar die Selbstinduktion des Systems konstant geblieben, aber die Kapazität hat wesentlich abgenommen, und wir haben damit diejenige Anordnung erreicht, welche eine „Fernwirkung" besitzt, und die, wenn auch in etwas modifizierter Form, bei sämtlichen „Luftleitern" der drahtlosen Telegraphie Anwendung findet.

Läßt man nämlich die Kondensatorplatten *a* fort, so erhält man den sogen. einfachen Hertzschen Oszillator (siehe Abb. 378).

Ein derartiger einfacher Oszillator kann direkt oder mittels irgend einer der oben beschriebenen Kopplungseinrichtungen erregt werden. Der Einfachheit halber sei hier die direkte Erregung z. B. mittels einer Funkenstrecke angenommen.

b) Verteilung von Strom und Spannung. Magnetisches und elektrisches Feld.

Es besitzt alsdann der einfache Oszillator, welcher vollkommen frei im Raum angeordnet sein möge, so daß in der Nähe befindliche Körper keinen nennenswerten Einfluß auf ihn auszuüben vermögen, folgenden Schwingungsverlauf. Die beiden Oszillatorhälften werden genau wie der bisher betrachtete Kondensator des geschlossenen Schwingungssystems von einer Hochspannungsquelle aus aufgeladen, da sie gegenüber dem sie umgebenden Raume einen Kondensator darstellen. Sobald die Aufladung erreicht ist, geht in der Funkerstrecke *c* ein Funke über, und es entstehen, genau wie beim geschlossenen Kreise, elektromagnetische Schwingungen, welche in Grundschwingungen und Oberschwingungen zerfallen.

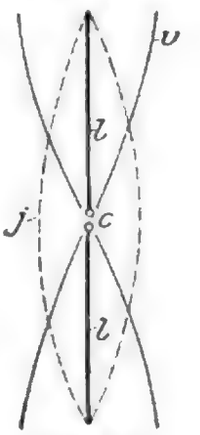


Abb. 378. Sinu-förmige Verteilung von Strom und Spannung.

Es ist aber auch möglich, nur die Grundschwingung oder auch nur die Oberschwingungen auf dem Oszillator herzustellen.

Wir betrachten hier nur die Grundschwingung. Die Oberschwingungen lassen sich nämlich in einfacher Weise wie in der Akustik ableiten und sind ihrem Wesen nach identisch mit der Grundschwingung, so daß auch hier sinusförmiger Verlauf vorherrscht. Wie wir schon gesehen haben ist zwar die Stromphase praktisch an den verschiedenen Punkten des Oszillators gleich, aber es besitzt die Stromamplitude an den verschiedenen Stellen des Oszillators voneinander abweichende Größen. Trägt man die Stromkurve als Funktion des Ortes auf, so erhält man die gestrichelte Kurve, welche etwa einen sinusförmigen Verlauf besitzt, wie in Abb. 378 dargestellt. Dieselbe weist in der Mitte einen Höchstwert auf, da die Ladungsströme über ihrer Wirkung sich in der Mitte des Leiters summieren müssen, und nimmt nach den Oszillatorenden hin beiderseits ab. Man bezeichnet den Höchstwert als Strombauch, die Werte an den Enden als Stromknoten.

Digitized by Google

In zeitlicher Aufeinanderfolge wechselt der Strom in seiner Richtung und nimmt in seiner Größe nach stattgehabtem Funkeneinsatz ab, wie dies Abb. 379 schematisch für eine Oszillatorseite veranschaulicht. Der größte Stromwert J_1 tritt zuerst auf, ihm folgt ein kleinerer Stromwert J_2 in umgekehrter Richtung usw. Alle diese zeitlich aufeinander folgenden Stromwerte zeigen stets dieselbe Gesetzmäßigkeit, nämlich in der Mitte des Oszillators ein Maximum, an den Enden des Oszillators Minima.

Wie beim geschlossenen Schwingungskreis sind auch beim offenen Oszillator Strom und Spannung nicht gleichphasig, sondern vielmehr um ca. 90° in Phase gegeneinander verschoben, da gleichzeitig mit dem Stromübergang in der Funkenstrecke in positiv angenommener Richtung die Ladung des Kondensators abnimmt und in negativ angenommener Stromrichtung darauf wieder zunimmt.

Infolgedessen weist eine um 90° gegen den Strom verschobene Verteilung die gleichfalls in Abb. 378 eingezeichnete Spannungskurve auf. Dieselbe besitzt im Gegensatze zur Strömung an den Enden Spannungsbäuche, in der Mitte einen Spannungsknoten.

Abb. 379. Zeitliche Aufeinanderfolge der Stromwerte nach Größe und Richtung.

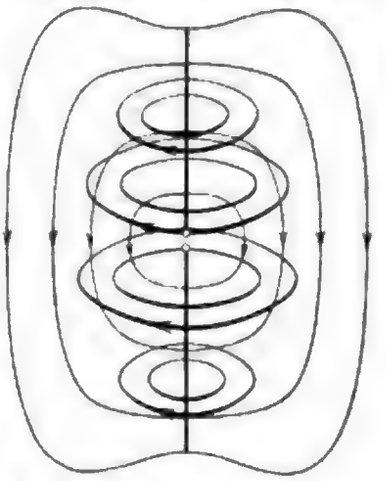


Abb. 380. Hin- und Herpendeln der Energie zwischen der Energie des elektrischen Feldes und der hiergegen um 90° verschobenen Energie des Magnetfeldes.

Unter Berücksichtigung dieser zeitlichen Phasenverschiebung sind also die in Abb. 378 eingezeichneten Maximalwerte für den Strom J nur vorhanden, wenn die Spannungswerte V Null sind und umgekehrt. Dazwischen nehmen Strom und Spannung alle möglichen Zwischenwerte an, so daß sich, für alle Zeitmomente dargestellt, eine Kurvenschar für J (siehe hiervon einige in Abb. 379) und eine solche für V ergibt.

Sofern man die mittlere Stromstärke J_{mittel} oder die mittlere Spannung V_{mittel} berechnen will, ergibt sich bei sinusförmiger Verteilung für die Stromstärke:

$$J_{mittel} = \frac{2}{\pi} \cdot J_{max}$$

und für die Spannung:

$$V_{mittel} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{max}.$$

Die Energie pendelt auch hier, genau wie beim geschlossenen Schwingungssystem, zwischen der Energie des elektrischen Feldes und der hiergegen um 90° verschobenen Energie des Magnetfeldes hin und her. Gemäß Abb. 378 sind in Abb. 380 die magnetischen und elektrischen Kraftlinien, erstere in verschiedenen, willkürlich angenommenen Ebenen perspektivisch, letztere in der durch den Oszillator gelegten Ebene für einen bestimmten Zeitmoment, eingezeichnet.

Für weitere bestimmte Zeitmomente sind die Bilder der elektrischen Kraftlinien, die sich ausbilden, in Abb. 481, S. 432 eingezeichnet.

An dieser Stelle sind auch die weiterhin sich ergebenden Beziehungen für das einfache Wechselfeld der fortschreitenden Wellen, deren Phase und Amplitude, sowie für das Feld in großer Entfernung vom Oszillator, was für die Praxis von größtem Interesse ist, abgeleitet (siehe S. 433 ff.).

Digitized by Google

c) Fortpflanzungsgeschwindigkeit und Wellenlänge.

Das Bild von Abb. 378 entspricht dem einer stehenden Welle. Derartige stehende Wellen sind die Folge zweier fortschreitender Wellen gleicher Wellenlänge und Amplitude, aber entgegengesetzter Fortpflanzungsrichtung. Die Wellenlänge, d. h. der doppelte Abstand zweier Schwingungsbäuche oder zweier Schwingungsknoten, ergibt sich daher als diejenige Weglänge, welche die Welle während einer Periode zurücklegt. Bezeichnet man mit T die Dauer einer Periode, so sind in einer Sekunde T gleich ν volle Perioden vorhanden. Zwischen der Fortpflanzungsgeschwindigkeit v und der Wellenlänge, d. h. der Geschwindigkeit der Welle in einer Sekunde, also angenähert $= 3 \cdot 10^{10}$ cm/sec, besteht demnach folgender Zusammenhang (siehe auch I, S. 121 und S. 432):

$$v = \nu \cdot \lambda = \frac{\lambda}{T}.$$

Da man nun bei dem offenen Oszillator die Wellen als stehende betrachten kann, hat man für die Frequenz den Ausdruck:

$$\nu = \frac{v}{\lambda}.$$

Die halbe Wellenlänge ist nun nach dem obigen Ausdruck gleich der gesamten Länge des Oszillators $= 2\,l$ und man erhält daher:

$$2\,l = \frac{\lambda}{2}$$

also

$$l = \frac{\lambda}{4}.$$

Dieser Ausdruck für die Grundschwingung ist für die drahtlose Telegraphie aus dem Grunde von besonderer Wichtigkeit, da er direkt die von einer Antenne erzeugte Wellenlänge ergibt.

Wie wir nämlich weiter unten sehen werden, ist es möglich, die untere Oszillatorhälfte einfach durch Erdung oder ein passendes Gegengewicht zu ersetzen, ohne daß sich an dem Schwingungsverlauf praktisch etwas ändert. Man erhält dann für einen derartigen einfachen Sender die Wellenlänge der Grundschwingung, indem man die Antennenlänge mit 4 multipliziert.

d) Aufwicklung des gradlinigen Oszillators zur Spule.

Wenn man den gradlinigen Oszillator zur offenen Spule aufwickelt, so bleibt bezüglich der Schwingungsausbildung und Strahlung qualitativ alles genau so wie beim gradlinigen Oszillator (E. Nesper, 1904); es treten also an den Enden der Spule bei der Grundschwingung Knoten des Stromes und Bäuche der Spannung auf. Aber die Strahlung ist nur sehr gering, und zwar c. p. um so geringer, je kleiner der Spulendurchmesser ist.

Über die Wellenlänge der Spule läßt sich nichts allgemeines aussagen, da diese je nach dem Verhältnis von Spulendurchmesser zur Spulenlänge verschieden ist.

Bemerkenswert ist bei dem spulenförmigen Oszillator infolge seiner geringen Strahlung und Dämpfung seine hohe Empfindlichkeit gegen die Umgebung („Kapazitätsempfindlichkeit").

e) „Wirksame Länge (Höhe)" des Oszillators.

Mit Rücksicht auf die bei der Antenne vorliegenden besonderen Stromverteilungsverhältnisse, welche für die Strahlung und somit auch für die Fernwirkung maßgebend sind, erscheint es wichtig, bereits jetzt für den Oszillator den Begriff der „wirksamen Länge (Höhe)" zu fassen.

Digitized by Google

Unter Berücksichtigung der Einschränkung, daß sowohl die Länge des geradlinig anzunehmenden Oszillators, als auch die Wellenlänge der verwandten Schwingungen sehr klein sein soll gegenüber dem Abstand zwischen Oszillator und betrachtetem Punkt, in welchem die Feldstärke der magnetischen und elektrischen Kraftlinien bestimmt werden soll, gilt bei Betrachtung eines in der Mitte oder nahezu in der Mitte des Oszillators gelegenen Punktes folgendes.

Es ist alsdann bei der Grundschwingung (siehe auch I, S. 433):

$$\text{Amplitude}_{\text{magnetisch}} = 2\pi \cdot \frac{1}{m\lambda} \Sigma J_{\text{mittel}} \cdot h$$

und die Amplitude der elektrischen Feldstärke

$$\text{Amplitude}_{\text{elektrisch}} = 2\pi v \cdot \frac{1}{m\lambda} \Sigma J_{\text{mittel}} \cdot h.$$

Hierin ist:

m = der Abstand des betrachteten Punktes vom Oszillator,

h = die Länge bzw. Höhe des Oszillators,

J_{mittel} = der mittlere Stromwert des Oszillators, welcher, da derselbe nicht direkt gemessen werden kann, zu bestimmen ist aus

$J_{\text{mittel}} = J_{\max} \cdot a$ (also $a = \frac{J_{\text{mittel}}}{J_{\max}}$ ist), wo

$J_{\max}$ = der maximale Stromwert im Strombauch (= „Indifferenzpunkt" bei der Antenne, siehe unten), und

a = ein Faktor (Formfaktor) ist, welcher von der Oszillator-(Antennen-)form abhängig ist. Das Produkt $a\,h$ wird die „wirksame Oszillatorlänge" (bzw. „wirksame Antennenhöhe") genannt.

Unter Einführung der obigen Ausdrücke (siehe auch I, S. 435) wird

$$\text{Amplitude}_{\text{magnetisch}} = 2\pi \cdot \frac{1}{m\lambda} \cdot J_{\max} a \cdot h$$

$$\text{Amplitude}_{\text{elektrisch}} = 2\pi v \cdot \frac{1}{m\lambda} \cdot J_{\max} a \cdot h.$$

Das Produkt $J_{\max} a \cdot h$ bestimmt also im wesentlichen die Ausstrahlung des Oszillators (Antenne) und kann zeichnerisch in Form eines Flächendiagramms dargestellt werden, indem man zu jeder Oszillatorlänge als Abszisse den dazugehörigen Stromwert als Ordinate aufträgt. Hierbei sind ev. nach abwärts verlaufende Oszillatorteile, in denen die Stromrichtung entgegengesetzt gerichtet ist, zu berücksichtigen.

Im übrigen gilt, daß die Strahlung um so größer ist, je größer die Amplitude der magnetischen und elektrischen Feldstärke ist.

Noch übersichtlicher und in der drahtlosen Technik gebräuchlicher ist die Benutzung der „wirksamen Antennenhöhe" um den „Strahlungswiderstand" zu definieren.

Nach obigem ist der Strahlungswiderstand des einfachen Oszillators (siehe auch I, S. 433)

$$w_{str} = 80\,\pi^2 \left(\frac{2l}{\lambda}\right)^2,$$

der des geerdeten Oszillators

$$w_{str} = 160\,\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2$$

bei gleichförmiger Stromverteilung.

Wenn man, was meistens der Fall sein wird, diese nicht als vorhanden annehmen kann, so ist, wie schon oben bemerkt, der Faktor a einzuführen und mit diesem die Oszillatorlänge l zu multiplizieren. Man erhält also für ungleichförmige Stromverteilung

$$w_{str} = 160\, n^2 \left(\frac{a\, l}{\lambda}\right)^2.$$

B. Einschaltung von Selbstinduktionsspulen und Kondensatoren in den gradlinigen Oszillator.

Da es nun in der drahtlosen Telegraphie nicht nur darauf ankommt, allein mit der Grundschwingung zu arbeiten, vielmehr von einem Oszillator (Antenne), den jeweiligen Anforderungen entsprechend, Schwingungen verschiedener Wellenlänge erzeugt und ausgestrahlt werden sollen, ist es tatsächlich von größter Wichtigkeit, daß alle für den geschlossenen Schwingungskreis geltenden Gesetze sinngemäß auch für den offenen Oszillator Anwendung finden. Das bedeutet, daß man durch Einschaltung von Selbstinduktionsspulen und Kapazitäten die Wellenlänge des Oszillators beliebig verlängern, bzw. verkürzen kann.

a) Gradliniger Oszillator mit Endkapazitäten (Hertzscher Sender).

Hängt man z. B. an die Enden des Oszillators von Abb. 378 Metallplatten, welche als Kapazitäten wirken (siehe Abb. 381), so wird durch diese zuerst von H. Hertz angegebene Anordnung, welche „Hertzscher Oszillator" genannt wird, die Wellenlänge erheblich größer werden als 4 l entsprechen würde, und zwar ist die Wellenlänge um so größer, je größer die Kapazität der Endkapazitätsflächen im Verhältnis zur einfachen Kapazität des gradlinigen Oszillators c ist. Man erhält alsdann nicht mehr eine Strom- und Spannungskurve, wie in Abb. 378, sondern es wird sowohl die Stromkurve als auch die Spannungskurve derartig (A. Slaby), wie sie einem bedeutend längeren Oszillator entsprechen würde, und wie aus der schematischen Abb. 381 hervorgeht. Ein solcher Sender hat naturgemäß auch eine größere Fernwirkung.

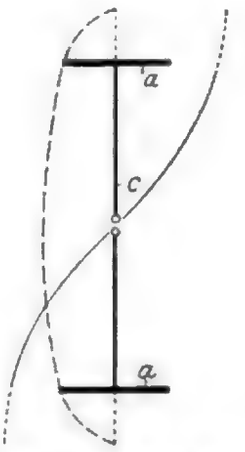


Abb. 381. Gradliniger Oszillator mit Endkapazitäten.

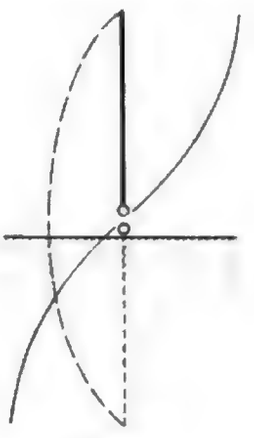


Abb. 382. Geerdeter Sender.

b) Gradliniger Oszillator mit Kapazität an einem Ende (Erdung).

Legt man nur an das eine Ende des Oszillators eine Kapazität, so ändert diese die Strom- und Spannungsverteilung in der Weise, daß je größer die angehängte Kapazität im Verhältnis zu derjenigen des Oszillatorleiters selbst ist, um so mehr der Strombauch (Spannungsknoten) nach der Anschlußstelle des Kondensators hinwandert, wobei die Wellenlänge gleichzeitig um so größer wird.

Eine besondere Bedeutung hat der Fall, bei welchem die Kapazität der einen Belegung von a unendlich groß wird, d. h. durch die Erde selbst ersetzt wird und in unmittelbare Nachbarschaft der Entladestrecke rückt. Dieser Fall ist in Abb. 382 dargestellt und kennzeichnet den bei allen Stationen im wesentlichen vorhandenen Schwingungsverlauf. Hierbei ist der Strombauch (Spannungsknoten) praktisch genau an der Verbindungsstelle des Oszillators mit der Kapa-

Digitized by Google

zität, d. h. also an der Erdungsstelle. Diese Anordnung besagt, daß man ohne Störung des Schwingungsphänomens die eine Hälfte des offenen Oszillators durch die Erde ersetzen kann, wobei allerdings vorausgesetzt ist, daß die Erdung eine wirklich vorzügliche ist, da sonst unreine Verhältnisse auftreten. Die enorme praktische Bedeutung des geerdeten Senders, bestehend u. a. in Ersparnis von Leitungsmaterial, einem entsprechend niedrigeren Antennenträger, Anbringung des Hochfrequenzgenerators direkt über der Erde und dadurch Verringerung von Verlusten, liegt auf der Hand.

c) Gradliniger Oszillator mit eingeschalteten Kapazitäten und Selbstinduktionen.

In den Abb. 383, 384, 385 und 386 sind noch einige der am meisten angewendeten Einschaltungen von Kondensatoren und Spulen dargestellt. In Abb. 383 ist zum Ausdruck gebracht, in welcher Weise durch Einschalten eines Kondensators (z. B. Drehplattenkondensators) in die Erdleitung die Wellenlänge des offenen Oszillators verkleinert werden kann. Man kann sich

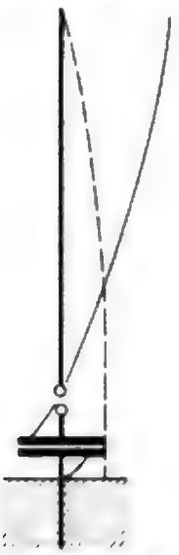


Abb. 383. Gradliniger Oszillator mit eingeschalteter Kapazität.

Abb. 384. Oszillator von der Erde isoliert.

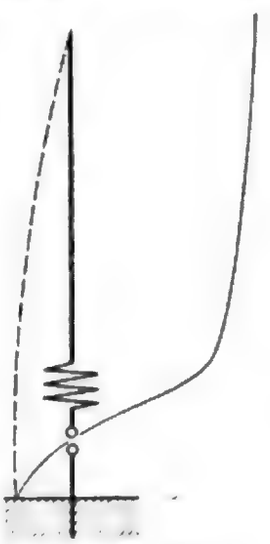


Abb. 385. Einschaltung einer nicht allzu großen Selbstinduktionsspule.

Abb. 386. Selbstinduktionsspulen und Kondensator in Serie geschaltet.

diesen Effekt dadurch erklären, daß man die verhältnismäßig große Oszillatorkapazität mit der eingeschalteten kleinen Kapazität in Serie geschaltet betrachtet. Ist der eingeschaltete Kondensator im Verhältnis zur Oszillatorkapazität sehr groß, so wird an den Schwingungsvorgängen nichts geändert.

Wenn man also die Wellenlänge eines Oszillators (Antenne) verkleinern will, so muß man, wenn die Selbstinduktion nicht weiter vermindert werden kann (wenn man z. B. unter Grundschwingung verkleinert), einen entsprechenden Kondensator in der Antenne einschalten.

Wenn man diesen eingeschalteten Kondensator immer kleiner und kleiner werden läßt, so tritt schließlich der Fall ein, daß der Oszillator (Antenne) von der Erde isoliert ist (siehe Abb. 384). Der Oszillator schwingt alsdann in $\lambda/2$. Die Grundschwingung, welche beim geerdeten Oszillator = 41 (= λ) betragen hatte, beträgt jetzt nur noch = 21 (= $\lambda/2$).

In Wirklichkeit verkürzt man niemals bis auf diesen Betrag. Vielmehr ist die äußerst zulässige Verkürzung etwa $^7/_{10}$ der Grundschwingung.

Die Abb. 385 zeigt, in welcher Weise die Einschaltung einer nicht allzu großen Selbstinduktionsspule insbesondere auf das Wachsen des Spannungs-

Digitized by Google

bauches, d. h. auf die Spannungserhöhung, einen Einfluß hat. Durch Einschalten von Selbstinduktionsspulen kann die Wellenlänge, entsprechend ihrer Eigengröße, nahezu beliebig vergrößert werden, ohne daß man an allzu enge Grenzen gebunden wäre. Der sich bei Einschaltung einer Selbstinduktionsspule ergebende Strombauch ist allerdings viel geringer als beim gewöhnlichen Oszillator ohne Spule. Hierdurch und infolge der durch die Spule erzeugten größeren Wellenlänge ist das Strahlungsvermögen eines solchen Oszillators viel geringer.

Würde die eingeschaltete Spule sehr groß sein, so kann sich an der Verbindungsstelle zwischen Antenne und Spule ein ausgeprägter Reflexionspunkt ausbilden, und die Antenne schwingt, als ob sie ganz frei wäre, also entsprechend Abb. 384.

Schließlich ist noch der Fall von Interesse, daß Selbstinduktionsspulen und Kondensatoren gleichzeitig, und zwar entweder in Parallel- oder Serienschaltung, in den Luftleiter eingeschaltet werden. Dieses kann z. B. zu dem Zweck geschehen, um das Strahlungsdekrement der Antenne zu verkleinern.

Wenn Serienschaltung von zwei Spulen und einem Kondensator gewählt wird und die Größen derselben derart sind, daß die Grundschwingung des geraden Drahtes nicht geändert wird durch die eingeschaltete Kombination, so ergibt sich das in Abb. 386 dargestellte Strom- und Spannungsbild. Sind die Spulen größer, so nähert sich das Schwingungsbild sinngemäß der Abb. 385.

C. Luftleitergebilde für nicht gerichtete drahtlose Telegraphie.

a) Luftleiterformen für nicht gerichtete drahtlose Telegraphie.

α) Kennzeichnende Unterschiede zwischen gradlinigem Oszillator und Antenne. Charakteristik der Antenne.

Unterschied zwischen gradlinigem Oszillator und Antenne. Das sich bei der Antenne einer drahtlosen Station ausbildende elektrische und magnetische Kraftlinienfeld entspricht im wesentlichen vollkommen dem beim gradlinigen Oszillator S. 358 bis 361. Auch die Strom- und Spannungsausbildung, sowie die sonstigen Schwingungsverhältnisse sind übereinstimmend.

Eine Verschiedenheit ist nur insofern vorhanden, als, abgesehen von den Luftschiff- und Flugzeugstationen, bei der Antenne stets mit „Erdung" in irgend einer Form zu rechnen ist. Die Kraftlinien des elektrischen Feldes sind daher nicht in allen Teilen als vollkommen symmetrische Gebilde anzusehen, wie dies etwa Abb. 380 entsprechen würde, sondern es treten den Bodenverhältnissen und der Erdungsanlage entsprechend Variabilitäten auf.

Antennenkraftlinien- und Feldausbildung. Unter der vereinfachenden Annahme, daß die Schwingungserzeugung in der Antenne durch eine direkt in diese eingeschaltete Funkenstrecke bewirkt wird, gehen während der Aufladungszeit senkrecht von der Antenne elektrische Kraftlinien aus. Infolge der Nähe der Erde werden diese zunächst zum größten Teile von der Erde angezogen, bzw. in ihrem Verlaufe durch die Erde modifiziert. Infolgedessen mögen Kraftlinienformen gemäß den weiter unten zu besprechenden Abb. 419, S. 389 bis Abb. 424, S. 390, entstehen.

Kennzeichen der allseitigen Strahlung. Das Charakteristikum des Luftleiters für nicht gerichtete drahtlose Telegraphie ist, daß die Amplitude nach allen Richtungen hin gleich oder wenigstens annähernd gleich groß ist, d. h. also, daß das Luftleitergebilde beim Senden nach allen Richtungen hin gleichmäßig Energie an das umgebende Medium abgibt. Würde man die Amplituden des von der Senderantenne über der Erdoberfläche erzeugten Feldes auf die verschiedenen

von der Antenne aus zu ziehenden Radien auftragen (Polardiagramm), so würden diese Punkte auf einem Kreise liegen, wie dies Abb. 387 für zwei verschiedene Abstände von der Antenne *a* schematisch veranschaulicht. Die „Fernwirkungscharakteristik", — so bezeichnet man die Verbindungslinie der Feldpunkte der allseitig strahlenden Sender — ist also eine Kreislinie.

Abb. 387. Fernwirkungscharakteristik der allseitig strahlenden Antenne.

Antennenverluste. Sprühverluste. Die bei einigen der wichtigsten Antennenformen vorhandenen Dämpfungen waren bereits oben gelegentlich der „Dämpfung (siehe S. 341) besprochen worden.

Selbstverständlich ist, wie gleichfalls schon oben (S. 339) ausgeführt, jede schädliche Verlustquelle in der Antenne möglichst zu vermeiden, wozu insbesondere alle Sprühverluste gehören. Abb. 388 zeigt die oberen Enden der Drähte der Eiffelturmantenne (von unten gesehen), welche bei jedem Morsezeichen so überlastet sind, daß sie bläulichweiß aufleuchten (siehe auch II, S. 158).

Abb. 388. Obere Enden der Drähte der Eiffelturmantenne.

Elektrischer und magnetischer Feldvektor. Ein wesentlicher Punkt für die Antenne, insbesondere beim Empfang, beruht darin, welche Feldform ausgenutzt wird. Hat man eine Hochantenne, so wird diese in der Hauptsache auf den elektrischen Feldvektor ansprechen, und zwar um so mehr, je größer die eingeschalteten Verlängerungsmittel sind. Hat man umgekehrt eine Schleifen- oder Spulen-(Rahmen-)antenne, oder benutzt man im Extremfall für den Empfang eine Selbstinduktionsspule (mit Verstärkungsvorrichtung), so wird in der Hauptsache der magnetische Feldvektor ausschlaggebend sein.

Wichtigste Größen eines Antennengebildes. Aufnahme der „Eigencharakteristik". Die wichtigsten Größen und Gesichtspunkte eines Antennengebildes sind:

a) die Antennenkapazität,
b) die Antennenselbstinduktion,
c) die Antennengrundschwingung,
d) der Antennenwiderstand,
e) der mechanische Aufbau.

In jedem Fall, in welchem es sich darum handelt, sich von der Antenne ein möglichst genaues Bild zu machen, sollte man ihre „Eigencharakteristik" aufnehmen. Man schaltet hierzu einen Kondensator in die Antenne und stellt bei den verschiedenen Kondensatorgrößen die Stromaufnahme der Antenne fest. Zweckmäßig wird hierbei die Kapazität in sehr weiten Grenzen variiert, theoretisch in den Grenzen zwischen Null bis unendlich.

Digitized by Google

Zu beachten ist hierbei, wenigstens für genauere Untersuchungen, der Zustand des die Antenne umgebenden Mediums; also insbesondere die Luftfeuchtigkeit.

Wenn die Antenne mit Schnee oder Rauhreif bedeckt ist, steigt selbstverständlich ihre Kapazität. Die Kapazität einer Antenne stieg beispielsweise von 120 cm auf 500 cm, als dieselbe mit einer dicken Schneeschicht bedeckt war.

Auf die vorstehenden, besonders bemerkenswerten Punkte ist in nachstehenden Ausführungen, welche sich mit den charakteristischsten Typen beschäftigen, eingehend zurückgekommen. Bei der Reihenfolge der Antennentypen ist so vorgegangen, daß mit den Antennen geringster Strahlungsdämpfung begonnen ist, und daß die stärker strahlenden Antennen sich anschließen.

β) Schirmantenne.

Die Schirmantenne (Lodge-Muirhead, Marconi, Telefunken) ist in allen vorhandenen Ausführungen relativ gering gedämpft, was in der Geschlossenheit der entstehenden elektrischen Kraftlinien seinen Grund hat, und zwar ist die Strahlungsdämpfung bei der Grundschwingung um so geringer, je weiter die Enden der einzelnen Schirmdrähte zur Erde herabgeführt sind.

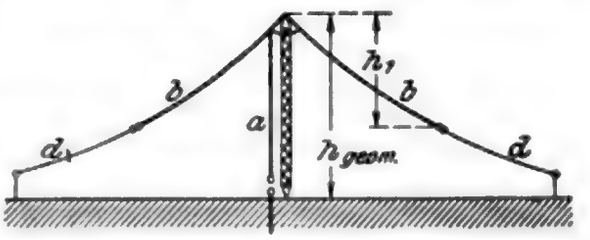


Abb. 389. Schirmantenne.

Ein Schnitt durch den schematischen Schirmantennentyp ist in Abb. 389 wiedergegeben. Die Abbildung zeigt eine senkrecht aufsteigende Antennenzuleitung *a* und von der Antennenspitze schräg nach unten verlaufende Antennenleiter *b*.

Die Antennenkapazität sowie die Antennenselbstinduktion lassen sich nur schwer einigermaßen genau rechnerisch feststellen.

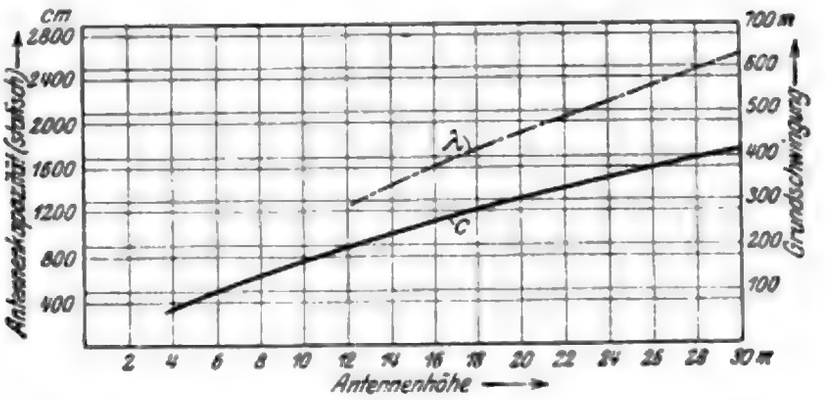


Abb. 390. Abhängigkeit von λ und c von der Antennenhöhe.

Einen ungefähren Anhalt über die Größenordnung für die Projektierung einer Antenne der statischen Kapazität C, und der Grundschwingung λ für verschiedene Antennenhöhen h, Antennendrahtlängen b, Drahtabspannlängen d, Gegengewichtsdrahtlängen c und Drahtzahlen n, wobei das Gegengewicht in 1 m Abstand vom Erdboden ansgespannt war, erhält man durch die Kurven von Abb. 390; es gilt diese für Antennenhöhen bis zu 30 m. Im übrigen bestehen hierbei folgende Zusammengehörigkeiten:

h	b	d	c	n	C^{cm}	λ^m
10	16	8	20	8	525	195
15	22	9	30	12	660	305
20	28	11	40	16	1230	415
25	34	13	50	20	1690	530
30	40	15	60	24	2640	635
(100	—	—	—	144	20000	2000)

Hierin ist c die Höhe der Endpunkte von d über der Endoberfläche,
n die Drahtzahl.

Aus diesen Werten ergeben sich im Mittel die nur ganz ungefähren Ausdrücke für die Berechnung:

$$C^{cm} = 3{,}5\ h^2$$

Hierin ist C = die statische Kapazität in cm
h = die geometrische Antennenhöhe in m und

$$\lambda^m = 20\ h$$

wo λ = die Antennengrundschwingung ist.

Man gewinnt diese Werte zweckmäßiger experimentell mit dem Wellenmesser, indem man einerseits einen Kondensator in die Antenne einschaltet, wobei die Wellenlänge λ_k betragen möge und darauf eine Selbstinduktion in die Antenne einschaltet, wobei die Wellenlänge λ_s sein möge. Man erhält alsdann für die Grundschwingung, die Antennenverkürzung und Verlängerung dementsprechend 3 Wellenlängenwerte, und zwar für die Grundschwingung

$$\lambda = 2\pi\sqrt{C\,L};$$

Für die durch den Kondensator verkürzte Antenne hat man den Wellenlängenwert

$$\lambda_k = 2\pi\sqrt{\frac{C \cdot C_k}{C + C_k} \cdot L}.$$

Hierin bedeutet C_k die Größe des eingeschalteten Kondensators.

Für die Wellenlänge, welche sich bei eingeschalteter Selbstinduktion ergibt, erhält man den Ausdruck

$$\lambda_s = 2\pi\sqrt{C(L + L_s)}.$$

Hierin bedeutet L_s die zur Verlängerung der Antenne eingeschaltete Selbstinduktion.

Aus diesen Werten sind die Antennenkapazität und Selbstinduktion, welche mit wachsender Antennenhöhe, bzw. größerer Antennendrahtzahl etwas abnehmen, ohne weiteres zu berechnen.

Die Grundschwingung war durch die erste der genannten Formeln gegeben.

Der wirksame Strahlungswiderstand ist bei der Schirmantenne und ähnlichen Ausführungen, wozu z. B. auch gewisse Typen der Dachantenne gehören, geringer als bei anderen Antennengebilden, wie z. B. bei der T-Antenne, was daher rührt, daß die Schirmdrähte abwärts verlaufen und infolgedessen ein Teil der Strahlung des geradlinig hochgeführten Leiters aufgehoben wird. Das Strahlungsdiagramm wird weiter unten (siehe Abb. 411, S. 383. Abb. 412, S. 384) für die Schirmantenne konstruiert werden. Es zeigt sich als Begrenzungskurve der Stromamplituden im wesentlichen eine Sinuskurve, wobei die Strahlung und somit die wirksame Antennenhöhe gegenüber derjenigen eines vertikal hochgeführten Drahtes nicht unwesentlich geringer sind.

Zahlenbeispiel: Masthöhe $h_{tatsächl.} = 60$ m, Höhe der Enden der Schirmdrähte über Erde = 40 m, dann ist die wirksame Antennenhöhe $h_{wirksam} = a \cdot h$. Der Antennenformfaktor beträgt demnach $a = \frac{h_{wirksam}}{h_{geometrisch}}$

oder aber $h_{wirksam} \sim h_{geom.} - \frac{2}{3} h_1$; (siehe Abb. 389)

also $h_{wirksam} \sim 60 - 13{,}3 = 46{,}7$ m

demnach $a = \frac{46{,}7}{60} = 0{,}78.$

Demgemäß ist bei $\lambda = 4000$ m der Strahlungswiderstand

$$w_{str} = 160\,\pi^2 \left(\frac{h_{wirksam}}{\lambda}\right)^2$$

$$w_{str} = 160\,\pi^2 \cdot \left(\frac{46{,}7}{4000}\right)^2 = 0{,}218 \text{ Ohm.}$$

Beträgt der Antennenstrom $J_a = 20$ Ampere, so ist die Strahlungsenergie der Antenne

$$E = J_a^2 \cdot w_{str} = 20^2 \cdot 0{,}218 = 400 \cdot 0{,}218 = 87{,}2 \text{ Watt.}$$

Gegenüber diesem Nachteil einer geringeren Strahlung, hervorgerufen dadurch, daß in bestimmten Drahtlängen die Stromrichtung entgegengesetzt gerichtet ist, besitzt die Schirmantenne aber den großen Vorteil, zu ihrer Aufrechterhaltung in der Luft nur einen einzigen Mast zu benötigen, welcher noch dazu vollkommen symmetrisch durch die Antenne belastet wird. Als weiterer Vorteil kommt bei kleineren und sogar noch bei mittleren Anlagen der Umstand inbetracht, daß man im allgemeinen mit einer geringen Drahtzahl zur Erzielung einer bestimmten Kapazität auskommt, und daß es nicht erforderlich ist, den Mast durch eine zu große Leiteranzahl zu beschweren. Dieses sind im wesentlichen die Gründe für die sehr vielen in der Praxis verwendeten Schirmantennen.

γ) Der einfache Vertikaldraht (Marconiantenne, Blitzableiter usw.).

Der einfache gestreckte, unter einem Winkel gegen die Horizontale oder auch der grade hochgeführte Draht (siehe Abb. 391) war das erste Luftleitergebilde der drahtlosen Telegraphie von Marconi (1906). Er wird auch heute noch manchmal bei Installationen, welche besonders einfach sein sollen, angewendet und findet ferner bei Luftschiff- und Flugzeugstationen Verwendung. Dadurch, daß es ferner mittels Ballons oder Drachens möglich ist, den Draht in verhältnismäßig einfacher Weise in der Luft zu erhalten und auch sehr große Höhen mühelos zu erreichen, wird der vertikale Luftleiter auch heute noch angewendet. Die Kapazität eines derartigen vertikalen Luftleiters ist angenähert

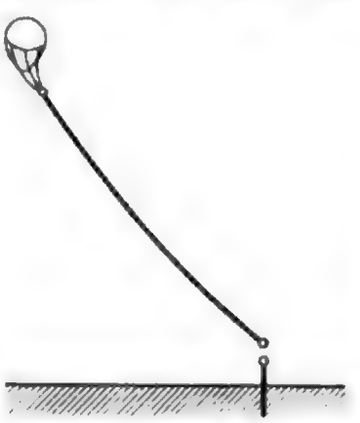


Abb. 391. Grade hochgeführter Draht.

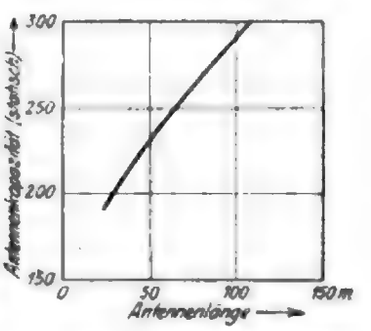


Abb. 392. Statische Kapazität einer Flugzeugantenne.

$$C \geqq \frac{h}{2 \ln \frac{2h}{r}}.$$

Hierin ist h = die Drahtlänge (Antennenhöhe)
$2r$ = der Drahtdurchmesser.

Die statische Kapazität in Abhängigkeit von der Antennenlänge für eine Flugzeugantenne ist in Abb. 392 wiedergegeben.

Die Selbstinduktion einer vertikalen Antenne berechnet sich angenähert aus

$$L \cong 2h \cdot \ln \frac{2h}{r}.$$

Demgemäß findet man die Grundschwingung der vertikalen Antenne in einfacher Weise aus der bekannten Thomsonschen Formel:

$$\lambda = 2\pi \sqrt{CL}.$$

wobei allerdings u. a. die Voraussetzung gemacht ist, daß die Strömung quasistationär ist, was im allgemeinen auch nicht annähernd der Fall sein wird. An Stelle der geometrischen Antennenhöhe tritt vielmehr, wie schon oben ausgeführt, die wirksame Antennenhöhe, und es wird nach mehreren mathematischen Umformungen und nachdem die für die wirksame Antennenhöhe charakteristische

$$\text{mittlere Stromstärke} \qquad J = \frac{2}{\pi} \cdot J_{max}$$

$$\text{und die mittlere Spannung} \quad V = \frac{2}{\pi} \cdot V_{max}$$

eingesetzt sind, für die Erregung der Antenne in der Grundschwingung

$$\lambda = 4\,l \text{ bzw. } = 4\,h.$$

Es berechnet sich demgemäß der Strahlungswiderstand aus

$$w_{str} = 160\,\pi^2 \left(\frac{a \cdot h}{\lambda}\right)^2$$

und da bei Grundschwingung die Vertikalantenne mit dem vierfachen ihrer geometrischen Eigenlänge schwingt, erhält man für den Strahlungswiderstand den Ausdruck

$$w_{str} = 160\,\pi^2 \left(\frac{2h}{\pi \cdot 4h}\right)^2.$$

Dieser Wert ist in sehr großem Bereiche konstant und beträgt ungefähr 40 Ohm. Dementsprechend ist das Dämpfungsdekrement ungefähr $\mathfrak{d} = 0.22$.

Zahlenbeispiel: Antennenlänge(höhe) $h = 60$ m
Antennendrahtdurchmesser $2r = 0{,}3$ cm

dann ist

$$L = 2h \cdot \ln \frac{2h}{r} = 12000 \cdot \ln 80000 = 71000 \text{ cm}$$

$$C = \frac{h}{2 \ln \frac{2h}{r}} = \frac{6000}{2 \ln \frac{12000}{0{,}15}} = 613 \text{ cm}$$

$$\lambda = 4\sqrt{CL} = 4\sqrt{613 \cdot 71000} = 264 \text{ m } (\sim 4\,l = 240 \text{ m})$$

$$w_{str} = 160\,\pi^2 \left(\frac{2h}{\pi \cdot 4h}\right)^2 = 160\,\pi^2 \left(\frac{120}{\pi \cdot 240}\right)^2 = 40 \text{ Ohm}.$$

Der mechanische Aufbau ist bei der Vertikalantenne sehr einfach. Es genügt irgend ein fester Punkt, nach welchem hin die Antenne ausgespannt wird, oder es wird das freie Antennenende mittels Drachens oder Ballons in der Luft erhalten. Besonders einfach ist die Benutzung eines Blitzableiters, ev. sogar auch nur die Abflußröhre der Dachrinne, wobei allerdings die Isolationsverhältnisse und Kraftlinienausbildung denkbar ungünstig sind.

Um die Strahlung des einfachen Vertikalluftleiters zu vergrößern, kann man mehrere Drähte in Form einer Reuse anordnen. Bei der Speisung einer derartigen Reuse besteht keine Schwierigkeit, die Drähte gleichmäßig mit Energie zu beschicken und gleichphasig strahlen zu lassen, da die Zuführung von einem Punkte aus geschieht.

Häufig fallen unter das Charakteristikum des graden Drahtes die wohl stets als mehr oder weniger modifizierte Hertzsche Oszillatoren anzusehenden

δ) Luftschiff- und Flugzeugantennen.

Bei Luftschiffen, Ballons und Flugzeugen ist von vornherein die Benutzung einer geerdeten Antenne ausgeschlossen. Es sind den jeweiligen Anforderungen entsprechend zwei prinzipiell voneinander verschiedene Antennenanordnungen benutzt worden. Die eine zeichnet sich dadurch aus, daß das Antennendrahtgebilde aus dem Flugzeug, bzw. Luftschiff heraushängt und, der jeweiligen Geschwindigkeit entsprechend, einen Winkel mit der Vertikalen bildet. Bei der anderen Anordnung, welche hauptsächlich nur für Flugzeuge in betracht kommt, ist die Antenne starr mit dem Flugzeugkörper verbunden, bzw. auf diesen aufgesetzt.

Der frei herabhängende Draht für eine Flugzeugantenne, welcher durch den Flugzeugkörper im allgemeinen einschließlich der Tragflächen elektrisch ausbalanziert wird, und den Abb. 393 darstellt, hat den gleichen Vorteil eines erheblichen Strahlungsdekrementes und des verhältnismäßig einfachen Aufbaues, welch letzterer allerdings durch die erforderliche Antennenaufwicklungsvorrichtung zum größten Teil wieder aufgehoben wird. Im übrigen besitzt diese Antennenform, mindestens solange man die Antenne lang macht (bis zu ca. 60 m), aber eine erhebliche Zahl von Nachteilen. In elektrischer Beziehung zunächst den, daß um so mehr eine Richtwirkung vorhanden ist, je größer der Winkel zwischen Antenne und Vertikalen ist. (Siehe auch I, S. 417.) Infolge dieses veränderlichen Winkels macht ferner die Abstimmung Schwierigkeiten, da die elektrischen Daten der Antenne sich ändern. In betriebstechnischer Hinsicht ist zunächst der Übelstand vorhanden, daß kurz nach dem Starten die Antenne herabgelassen und vor dem Landen aufgewickelt werden muß, also gerade zu denjenigen Zeitmomenten, zu welchen der Pilot seine Aufmerksamkeit auf andere Dinge konzentrieren muß. Auch bei sonstigen Flugzeugoperationen ist der heraushängende Draht häufig hinderlich. Außerdem ist eine derartig herabhängende Antenne nur während des Fluges betriebsfähig. Allerdings ist diese Anordnung neuerdings dadurch wesentlich verbessert worden, daß es gelungen ist, ihre Länge zu reduzieren. Während früher mit Drahtlängen von 60 m und darüber gearbeitet wurde, ist es jetzt möglich geworden, gute Reichweiten, also von Erde nach dem Flugzeug oder von Flugzeug zu Flugzeug, mit nur je ca. 16 m langer Antenne zu erzielen. Bezüglich der Richtwirkung dieser Antenne gilt das Ausgeführte, nur kann hierbei selbstverständlich der Fall eintreten, daß die Richtebenen erheblich anders verlaufen als bei der langen Hängeantenne (siehe I, S. 417).

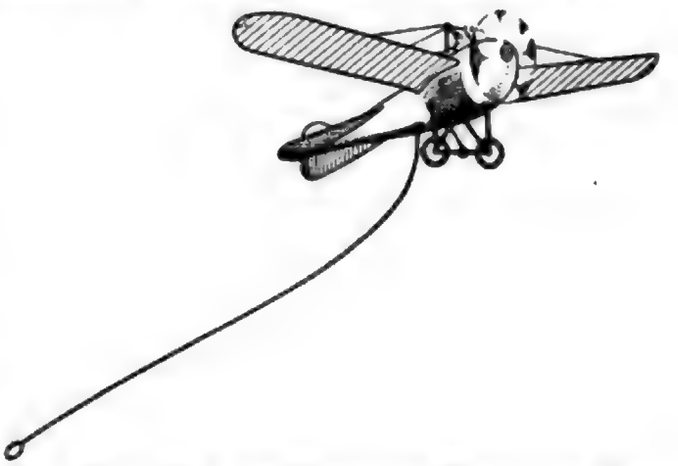


Abb. 393. Frei herabhängender Draht als Flugzeugantenne.

Erheblich günstiger bezüglich der elektrischen und betriebstechnischen Nachteile ist die Antennenform gemäß Abb. 394, welche allerdings nur bei einem Mehrdecker Verwendung finden kann. Hierbei sind in die Tragflächen oder über denselben isoliert Draht- oder Litzengebilde montiert, welche die Antennen- bzw. Gegengewichtsflächen ergeben. Die Schaltung kann so sein, daß die Flächen

a b zusammengeschaltet als Antenne, *c d* zusammengeschaltet als Gegengewicht wirken, eine Anordnung, welche offenbar noch eine relativ günstige Strahlung bedingt. Man kann selbstverständlich aber auch die Schaltung so bewirken, daß man *a c* zusammen und *b d* zusammen schaltet, und daß man hierzwischen den Hochfrequenzapparat legt.

Der elektrische Nachteil besteht in einer verhältnismäßig geringen Strahlung und einer ausgesprochen unerwünschten Richtwirkung, mindestens im Falle, daß die Hochfrequenzapparatur zwischen die Kombination *a c* einerseits und *b d* andererseits geschaltet ist. Für den Empfang ist indessen diese Anordnung außerordentlich günstig. Allerdings ist zu beachten, daß, wenn bei scharfen Kurven die Anordnung gemäß Abb. 394 senkrecht steht, der Empfang zu völligem Aussetzen gebracht werden kann (siehe Abb. 509, S. 461). Hieraus geht auch hervor, daß die andere Anordnung, wobei die Hochfrequenzapparatur zwischen der Kombination *a c* und *b d* liegt, für den Empfang von Erdsendern gänzlich ungeeignet ist, da alsdann keine Kraftlinien vom Antennengebilde aufgenommen werden können. In betriebstechnischer Hinsicht ist die notwendige Isolation der Tragflächen gegeneinander störend, da hierdurch die mechanische Festigkeit

Abb. 394. Feste Antenne bei Mehrdeckern.

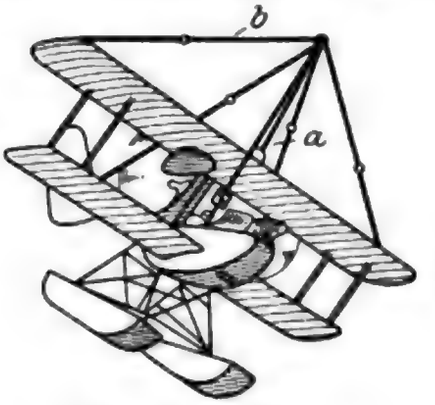


Abb. 395. Mastantenne.

des Flugzeuges herabgesetzt werden kann. Es kommt aber noch ein anderer sehr erheblicher Übelstand hinzu, welcher das Flugzeug direkt gefährden kann. Wird nämlich z. B. ein tönender Funkensender im Flugzeug gebraucht, so sind bei der Anordnung gemäß Abb. 394 bei der in die Tragfläche verlegten Antenne, bzw. dem Gegengewicht zwischen zwei nur wenige Zentimeter voneinander entfernten Punkten sehr erhebliche Spannungsdifferenzen vorhanden. Wenn also durch irgend einen Zufall oder infolge Durchschießens die Leitung unterbrochen ist, bzw. die Isolation der Leitung gegen die Verstrebung nicht ausreicht, so bilden sich Sprüherscheinungen, bzw. Funken, welche direkt Brände hervorrufen können.

Die aus theoretischen Gründen für die meisten Fälle elektrisch günstigste Anordnung gibt Abb. 395 wieder. Hierbei ist mit dem Flugzeug fest verbunden und bei Mehrdeckern durch die obere Tragflächen hindurchgeführt ein Mast *a* vorgesehen, welcher eine gegen die Enden des Flugzeugkörpers hin abgespannte Schirmantenne trägt. Als Gegengewicht wird wieder der Flugzeugkörper, bzw. eine in die untere Tragfläche hineinverlegte Gegenantenne verwendet.

Die Vorteile dieser Anordnung beruhen in den konstanten elektrischen Verhältnissen und in der Tatsache, daß abgesehen von einer gewissen Richtstrahlung nach oben und unten keine anderweitige nennenswerte Richtwirkung vorhanden sein wird. Im übrigen steht die Antenne stets für Senden und Empfang zur Verfügung, ohne daß irgend eine Manipulation vorgenommen zu werden braucht. Die Festigkeit des Flugzeuges ist im übrigen, da in letzteres keine Isolationen

einzubauen sind, nicht gefährdet. Es ist aber zu berücksichtigen, daß, wenn der Antennenträger *a* nicht mindestens so hoch gemacht wird, wie beispielsweise die Deckflächen lang sind, eine wesentliche Verbesserung bezüglich Strahlung gegenüber der Anordnung von Abb. 394 nicht bewirkt wird. Im übrigen werden sich der Flugzeugerbauer sowohl wie der Pilot nur schwer zu einem Flugzeug entschließen, welches ein so prominentes Antennengebilde, das Mast und Abspannungen besitzt, und welches abgesehen von seiner mit sich bringenden Gefahr bei Bruch noch dauernd während des Fluges ungünstig durch das relativ hohe aufgebaute Mast- und Drahtgebilde diesen beeinflussen kann.

Bei Luftschiff- oder Ballonantennen liegen die Verhältnisse wesentlich einfacher, da erheblich größere Dimensionen für die Anbringung der Antenne und des Gegengewichts zur Verfügung stehen. Beim starren System hat man im übrigen noch den weiteren Vorteil, daß man das Gerippe, sofern es aus Metall besteht, direkt als Gegengewicht benutzen, oder aber daß man beim Holzgerippe auf dieses leicht ein Drahtnetz montieren kann.

Eine Erschwernis ist allerdings gegenüber den Flugzeugantennenanordnungen vorhanden. Diese besteht darin, daß man infolge der wasserstoffhaltigen Atmo-

Abb. 396. Antennenanordnung für Luftschiffe und Ballons.

Abb. 397. Lechersystemantenne.

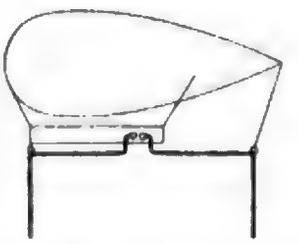


Abb. 398. Doppel-Antenne.

sphäre, welche das Luftschiff oder den Ballon stets umgibt und die in weit ausgedehntem Mischungsverhältnis stark explosiv ist, peinlichst genau darauf achten muß, daß keine irgendwie geartete Funken- oder Sprühbildung auftreten kann. Dieses gilt nicht nur bezüglich der direkten Antennen- oder Gegengewichtsanordnung, sondern auch für alle in der Nähe dieser Anordnungen befindlichen Drähte, in denen Induktionsströme induziert werden können.

Eine häufig benutzte Antennenanordnung für Luftschiffe und Ballons gibt Abb. 396 schematisch wieder. *a* ist der vertikal herabhängende Antennendraht, *b* ist eine nach oben gelegte Gegengewichtsschleife, welche auch jede andere Form besitzen kann, beispielsweise in Gestalt eines um die Äquatorebene des Ballons gelegten Ringes mit Zuleitung zum Hochfrequenzapparat.

Abweichend hiervon ist die Form, entsprechend Abb. 397 (Lorenz A.-G., E. Nesper, 1908), wobei die Strahlung durch ein unsymmetrisches, z. B. ungleich langes Antennendrahtsystem erzielt wird, so daß nur dieses gegenüber dem kürzeren Antennenende stärker strahlt, welche Anordnung allerdings offenbare Nachteile beim Wellenwechsel gezeigt hat, und die geteilte Antenne etwa gemäß Abb. 398 (Telefunken, Solff), wobei sowohl die vertikalen als auch die horizontalen Antennendrahtstücke bis zur Funkenstrecke je gleich $^2/_4$ gemacht sind. Diese Antennen können in der durch die Antennendrähte

gelegten Ebene auch einen Richteffekt (siehe unten S. 399ff.) ergeben. Um auch bei Luftschiffstationen möglichst viel Draht zu erhalten, hat Telefunken z. B. auch W-förmige Antennen angewendet. Es waren hierbei drei Schenkel vorhanden mit der Zuführung z. B. in der Mitte unter der Funkenstation. Die W-Form bei der Fahrt wird durch Laufgewichte gewährleistet. Zwischen Antenne und Luftschiff sind Hanftaue und Isolatoren vorgesehen.

ε) T-Antenne.

Die T-Antenne, welche in verschiedenartigster Weise ausgeführt wird, und von welcher Abb. 399 eine auf Schiffen gebräuchliche Anordnung zeigt, kann auch ohne die beiden in dieser Abbildung dargestellten Zipfel *c* ausgeführt werden. Die Strahlungsleistung der T-Antenne ist, wenn diese Zipfel nicht übermäßig weit bis zur Erde herabgeführt sind, in jedem Fall größer als bei der Schirmantenne. Die T-Antenne kann auch abwärts geneigte Linien gemäß Abb. 400 besitzen. Auch die L-Form fällt in die Kategorie der T-Antenne (Abb. 401).

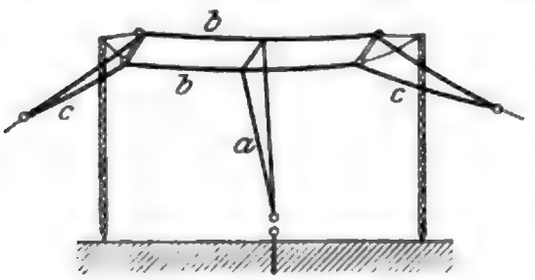


Abb. 399. T-Antenne.

Je größer der horizontal verlaufende Antennenteil *b* zur vertikalen Antennenzuleitung *a* ist, um so mehr ist das Charakteristikum eines Plattenkondensators gegeben, und um so mehr sind dementsprechend die Bedingungen diejenigen eines geschlossenen Schwingungskreises. Die Strom- und Spannungsausbildung ist alsdann als vollkommen gleichförmig anzusehen.

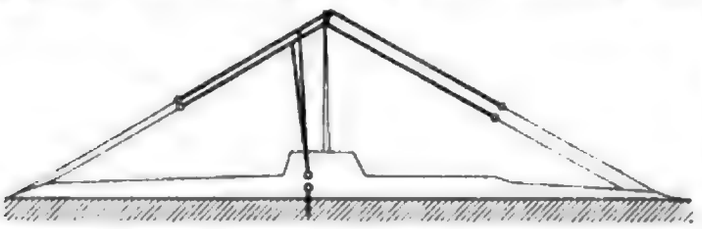


Abb. 400. T-Antenne mit abwärts geneigten Schenkeln.

Unter Berücksichtigung des Umstandes, daß der horizontale Antennenteil *b* in seiner Wirkung den vertikalen Antennenteil *a* überwiegt, kann die Kapazität rechnerisch mit einiger Genauigkeit berechnet werden aus der bekannten Kapazitätsformel

$$C = \frac{\varepsilon \cdot \text{Oberfläche}}{4\pi h}.$$

Hierin ist ε (Luft) = 1 zu setzen.

Die Oberfläche entspricht der von dem horizontalen Antennenteil eingenommenen Antennenfläche. h ist der Abstand des horizontalen Antennenteiles von Erde.

Die Antennenselbstinduktion ist gleichfalls unter der Voraussetzung, daß der horizontale Antennenteil den vertikalen in seiner Wirkung überwiegt, aus der Annäherungsformel

$$L = 2h \cdot \ln \frac{2h}{r}$$

festzustellen. Hierin ist h der Abstand der horizontalen Antennenfläche von Erde, 2r der Durchmesser des Antennenleiters.

Die Grundschwingung der Antenne ist in entsprechender Weise durch Messung mittels des Wellenmessers festzustellen.

Der wirksame Antennenstrahlungswiderstand berechnet sich aus

$$w_{str.} = 160\,\pi^2 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2.$$

Derselbe ist infolge der später folgenden Ausführungen, da hierbei $h_{wirks.} = h_{geom.}$ ist, verhältnismäßig groß. Allerdings sind die im Antennenfelde vorhandenen Leiter hierbei zu berücksichtigen, da es ohne weiteres vorkommen kann, daß derartige Leiter einen erheblichen Teil der Strahlungsleistung der Antenne aufzehren.

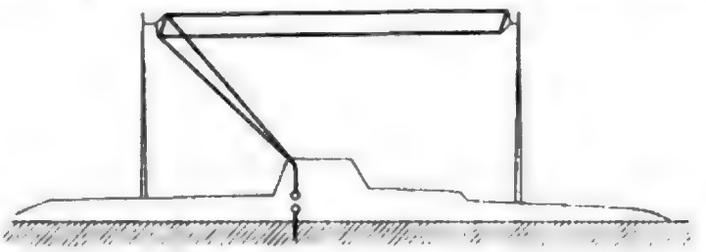


Abb. 401. L-Antenne.

Infolge der großen Strahlungsleistung, welche insbesondere beim Senden mit gedämpften Schwingungen mittels der T-Antenne erzielt werden kann, ist diese gegenüber einer geradlinig hochgeführten Einfachantenne elektrisch wesentlich überlegen, und es rechtfertigen sich die erheblich größeren baulichen Aufwendungen, welche für eine T-Antenne gegenüber einer geradlinigen Antenne inbetracht kommen. Auch für den Empfang bietet die T-Antenne wesentliche Vorteile gegenüber einer geradlinig hochgeführten Antenne, woraus sich die große Verbreitung der T-Antenne neben den Schirmantennen erklärt.

ζ) Konus (Kegel-) und Doppelkonusantenne.

Die Konusantenne (Lodge-Muirhead), (siehe schematische Abb. 402) und in noch stärkerem Maße die Doppelkonusantenne (siehe schematische Abb. 403) besitzen eine noch stärkere Strahlung als die T-Antenne, sofern die vom

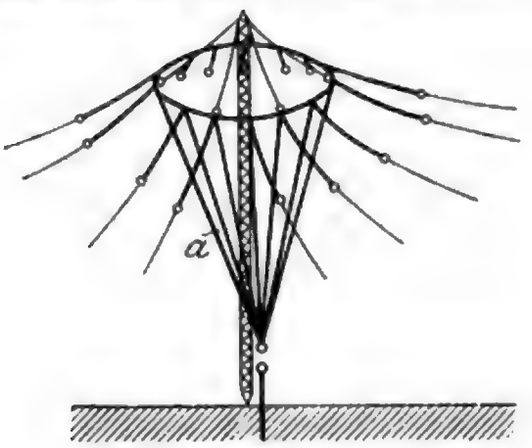


Abb. 402. Konusantenne.

Abb. 403. Doppelkonusantenne.

Erdboden aus aufwärts verlaufenden Drähte a möglichst steil hochgeführt sind. Die entstehenden Ströme haben sämtlich dieselbe Richtung, nämlich von den Erregungsstellen aus (Antennenfußpunkt) nach der Antennenspitze zu.

Ist dieses nicht der Fall, und ist der Winkel, welchen die Antennendrähte a gegen den Erdboden bilden, ein sehr spitzer, so wird das Gebilde allerdings nach Erde hin verhältnismäßig geschlossen gestaltet, und die Strahlungsdämpfung kann alsdann ähnlich gering werden wie bei der Schirmantenne. Hierbei kann auch die Kapazität, welche bei diesen Antennenformen leicht groß zu erhalten ist, durch Anbringung von in Richtung nach der Erde zu verlaufenden Drähten an der oberen Ringfläche vergrößert werden, und man erhält dann ein Gebilde, welches sich auch hinsichtlich der Dämpfung der Schirmantenne nähert.

In jedem Fall, wenn man von ganz extremen Verhältnissen absieht, besitzt die Doppelkonusantenne den Vorteil, daß man bei verhältnismäßig großer Kapazität und guter Strahlung kleine Wellen aussenden kann.

Die Stromverteilung weicht von der Sinusform nicht unwesentlich ab, und zwar um so mehr, je stärker strahlend das Luftleitergebilde ist.

Eine Berechnung der Antennenkapazität und relativ geringen Antennenselbstinduktion ist nur schwer möglich; die räumliche Anordnung spielt hierbei eine wesentliche Rolle.

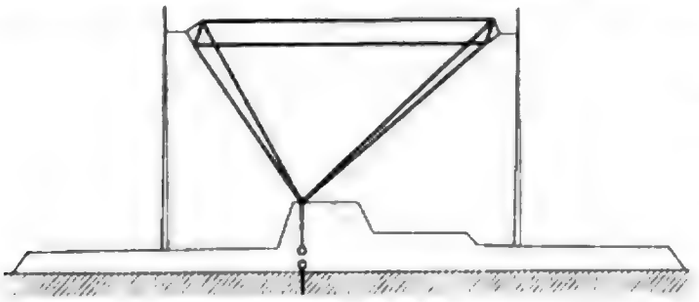


Abb. 404. Dreiecksantenne.

Der wirksame Strahlungswiderstand hängt, wie schon bemerkt, in erheblichem Maße von dem geometrischen Aufbau der Antenne ab und kann bei spitzer Gestaltung des Konus oder Doppelkonus noch über dasjenige Maß der geradlinigen Antenne gebracht werden.

Der mechanische Aufbau ist sehr einfach, da nur ein Mast benötigt wird und entspricht ungefähr demjenigen bei der Schirmantenne.

Eine Dreiecksantenne gemäß Abb. 404 fällt ebenfalls unter das Kennzeichen der Kegelantenne.

η) Harfenantenne (Fächerantenne).

Ähnliche Ausführungen wie für die Konus- und Doppelkonusantenne gelten für die Harfenantenne, welche Abb. 405 schematisch darstellt. (Siehe auch Abb. 429, S. 395.) Auch hier wird die Strahlungsfähigkeit um so mehr verstärkt, je steiler die Antennendrähte aufwärts geführt sind. Infolge des Umstandes, daß sämtliche Antennendrähte nur in einer Ebene liegen, ist es ohne weiteres möglich, einen sehr großen Strahlungswiderstand zu erzielen. Gegenüber dem einfachen Vertikaldraht besitzt die Antenne den Vorzug einer großen Antennenkapazität, die allerdings kleiner ist als die der Konus- und Doppelkonusantenne.

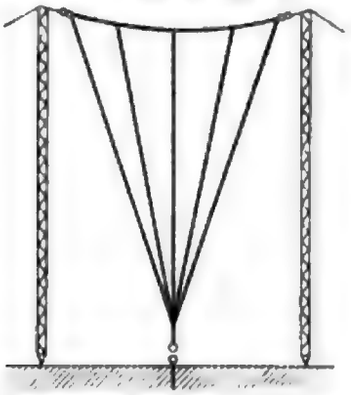


Abb. 405. Harfenantenne.

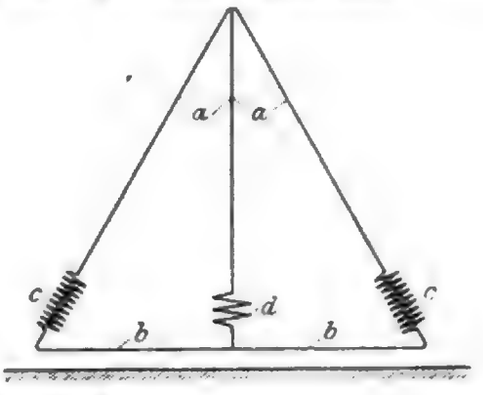


Abb. 406. Schleifenantenne mit Reflexionselementen.

ϑ) Schleifenantenne mit Reflexionselementen.

Einen Sonderfall stellen die Schleifenantennen dar.

Die früher mehrfach vorgeschlagenen Schleifenantennen waren meist einfache geschlossene Schwingungskreise, welche infolge ihrer quasistationären Strömung keine nennenswerte Fernwirkung hervorrufen konnten. Für den Empfang kommen dieselben, namentlich bei Ausnutzung des magnetischen Feldvektors, aber wohl inbetracht.

Anders verhält sich die Schleifenantenne mit Reflexionselementen von E. Nesper (1910) (Lorenz A.-G.). Hierbei bilden gemäß Abb. 406 die Antennendrähte *a b* eine Art Lechersches System, dessen Zweige *a b* in gleicher Phase, aber

Digitized by Google

mit entgegengesetztem Vorzeichen schwingen. Die beiden Zweige sind zur Ermöglichung einer guten Strahlung auseinander gerückt, während die Spulen *c* den Zweck haben, eine Reflexion der Wellen, also eine Umkehr der Stromrichtung im höchsten Punkt zu bewirken. Wesentlich ist es hierbei, daß jeder der beiden Zweige *a b* bis zum Reflexionspunkt, genau wie beim Lecherschen System, auf ein Viertel der benutzten Wellenlänge abgestimmt wird.

Der Luftleiter gemäß Abb. 1406 kann mit Erfolg sowohl für den Sender als auch für den Empfänger benutzt werden. Die Ankopplung findet mittels der Spule *d* statt.

Der Vorteil dieses Luftleiters ist der, daß weder ein besonderes Gegengewicht noch eine Erdverbindung notwendig sind, und daß durch geeignete Bemessung der Reflexionselemente *c* die Strahlungsdämpfung des Antennensystems geregelt werden kann.

i) Spulenantenne.

Als weitere Fortentwicklung der Rahmen- bzw. Schleifenantenne kann die einfache, nur einen geringen Durchmesser besitzende Spule (R. A. Fessenden, 1898, F. Braun, 1899, Bellini-Tosi-Blondel, 1907, Pickard, 1908, insbesondere F. Braun, 1913) wenigstens für Empfangszwecke angesehen werden. Wenn auch die „Aufsaugefähigkeit" einer derartigen Antenne selbstverständlich und damit die im Empfangstelephon zu erzielende Lautstärke um so erheblicher sein wird, je größer die räumlichen Abmessungen eines derartigen Gebildes gewählt werden, so genügt es doch unter Verwendung der bereits heute hochentwickelten Verstärkungsmethoden (Hochfrequenzverstärkung — Audion-Niederfrequenzverstärkung — Telephon), mit einer Spule, welche nur 1—2 m Durchmesser besitzt, und die zusammen mit einem Drehplattenkondensator auf die ankommenden Wellen einer selbst sehr fernen Großstation abgestimmt ist, von dieser aus einen guten Empfang zu erzielen. Hierbei ist im übrigen, abgesehen von wesentlich verbesserter Störbefreiung, infolge der ausgesprochenen Polarisationswirkung der Spule ein ausgesprochener Richteffekt vorhanden.

Der wirksame Antennenstrahlungswiderstand berechnet sich aus:

$$w_{str} = \frac{64}{3} \pi^4 \cdot v \cdot \frac{f^2}{\lambda^4}.$$

Hierin ist f die von den Windungen eingenommene Fläche. Es ist hieraus ersichtlich, daß der Strahlungswiderstand der Spulenantenne im Verhältnis zu anderen Antennen nur sehr klein ist.

Es gibt für jede Wellenlänge bei gegebenen Spulendimensionen eine günstigste Windungszahl, Drahtstärke und Abstand der Leiter voneinander, wenngleich das Optimum nicht sehr scharf ist. Immerhin sollte man zur Verringerung der Dämpfung den gegenseitigen Drahtabstand der einlagigen Spule mindestens gleich dem Durchmesser des Leiters, möglichst aber größer als diesen wählen.

Wählt man die Form der Spulenantenne quadratisch, so ist zweckmäßig zur Verringerung des Erdschlusses und der Dämpfung die Spule auf eine Spitze zu stellen und um diese zu drehen. Bei größeren Dimensionen scheidet allerdings diese Anordnung von vornherein aus, mindestens sofern man die Anordnung drehen will ohne komplizierte Einrichtungen.

Die Vorteile der Spulenantenne gegenüber offenen Luftleitergebilden sind im wesentlichen folgende:

1. Infolge des quasistationären oder nahezu quasistationären Stromverlaufes, hervorgerufen durch die geschlossene Form, ist die Dämpfung der Spulenantenne erheblich geringer und infolgedessen die Abstimmungsschärfe wesentlich besser als die einer Hochantenne. Dieses wird ferner noch dadurch bewirkt, daß Erdverluste infolge des Fortfalles jeder Erdverbindung nahezu vollkommen

Digitized by Google

vermieden werden. Dadurch, daß man den Abstand der Spulenantenne von der Erde vergrößert, bzw. die Spulenantenne bei rechteckiger Formgebung auf eine Spitze stellt, können die kapazitiven Verluste noch weiterhin verringert werden.

2. Die Rückwirkung zweier oder mehrerer Spulenantennen aufeinander ist verhältnismäßig sehr gering, jedenfalls ungleich viel kleiner als bei offenen Antennen einer Station, selbst wenn man dieselbe durch Entkopplungseinrichtungen nach Möglichkeit entkoppelt. Man hat infolgedessen den Vorteil, daß man in den Räumlichkeiten einer Station eine sehr große, fast beliebige Anzahl verschiedener Spulenantennen mit den dazugehörigen Spulenempfängern und Empfängerverstärkern aufstellen kann, ohne daß sich diese gegenseitig beeinflussen und stören. Man kann auf diese Weise die Stationsräumlichkeiten sehr viel wirtschaftlicher ausnutzen, als dies bei Hochantennen der Fall ist.

3. Infolge der Richtwirkung, welche Spulenantennen mindestens insoweit besitzen, wenn die Sendernähe nicht allzu groß ist, also die Empfangsamplitude nicht allzu erhebliche Werte besitzt, ist es auch möglich, mit den Spulenantennen erheblich störungsfreier zu arbeiten als mit offenen Luftleitergebilden.

Auch mit Bezug auf Störbefreiung gegenüber atmosphärischen Störungen verhält sich die Spulenantenne wesentlich günstiger, da nicht nur ihre Kapazität erheblich geringer ist als die einer offenen Antenne, sondern vor allen Dingen auch die enormen Potentialdifferenzen und Ausgleiche, welche in einem offenen geerdeten Gebilde stets vorhanden sind, hier nahezu vollkommen in Fortfall kommen. Hierdurch und infolge der verhältnismäßig günstigen Wirkung selbst starker atmosphärischer Störungen auf den Verstärkeraudionempfänger, bzw. Schwebungsempfang ist es möglich, selbst bei Nahgewittern noch Telegramme aufnehmen zu können.

4. Infolge der schon erwähnten Richtwirkung der Spulenantenne besitzt man nicht nur die Möglichkeit sich, sofern die Empfangsamplitude nicht allzu groß ist, von nicht gewünschten Sendern frei zu machen, sondern man kann auch mit der Spulenantenne und dem dazugehörigen Spulenempfängerverstärker Richtungs- und Ortsbestimmung (Peilen) ausführen. Die hierzu verwendeten Mittel sind im großen ganzen einfacher, als dies bei Benutzung eines Goniometers der Fall ist.

5. Mindestens bei kleinen Abmessungen ist man in der Lage, die Spulenantenne leicht drehen zu können und hierdurch alle diejenigen Vorteile einzutauschen, welche eine drehbare Antenne gegenüber einer fest angeordneten Antenne besitzt. Hierzu gehört in erster Linie die schon erwähnte Befreiung von nicht gewünschten Sendern, ferner u. a. die Möglichkeit der Richtungs- und Ortsbestimmung usw.

6. Ein nicht unwesentlicher mechanischer Vorteil der Spulenantennen sind gegenüber offenen Luftleitergebilden ihre sehr kleinen Dimensionen, mindestens solange man sich auf Hörempfang beschränkt. Alle großen und teuren Masten, Türme, Pardunen usw. kommen bei der Spulenantenne in Fortfall, so daß nicht nur die Herstellung, sondern auch die Unterhaltungskosten für eine Spulenantenne einen geringen Bruchteil derjenigen eines offenen Luftleitergebildes betragen.

x) Wasserstrahl- und Baum-Antennen.

Es mag hierbei erwähnt werden, daß man auch versucht hat, Wasserstrahlen und Bäume als Antennen zu verwenden.

Die ersteren wurden von R. A. Fessenden (1905) vorgeschlagen und können trotz ihres hohen inneren Widerstandes für geringe Entfernungen unter besonderen Verhältnissen, z. B. auf einem havarierten Schiff oder in einer befestigten Stellung, Verwendung finden.

Bäume als Empfangsantennen zu benutzen, wurde von O. Squier (1905) mitgeteilt. Da hierbei aber ein nicht ganz kurzer Draht verwendet wurde, welcher als Zuleitung der Schwingungen aus dem Baum zum Detektor des Empfängers diente, mag dieser hauptsächlich die günstige Empfangswirkung ausgemacht haben. Tatsächlich läßt sich bei geringen Entfernungen, einem schwach gedämpften Empfänger, empfindlichen Detektor und nicht allzu kleinen Wellenlängen, insbesondere bei Benutzung eines Lautverstärkers, mit recht geringen Antennenhöhen auskommen.

Aber in anderer Beziehung spielen die Bäume in der drahtlosen Telegraphie eine Rolle, nämlich indem sie mehr oder weniger stark absorbierend wirken. Man kann die Grundschwingung der Bäume bis zu einigen hundert Metern herauf annehmen, und es ist daher verständlich, daß die kleinen Wellenlängen dieses Bereiches besonders stark durch zwischen der Sende- und Empfangsstation liegende Wälder, Baumgruppen usw. absorbiert werden. (Siehe auch S. 444.)

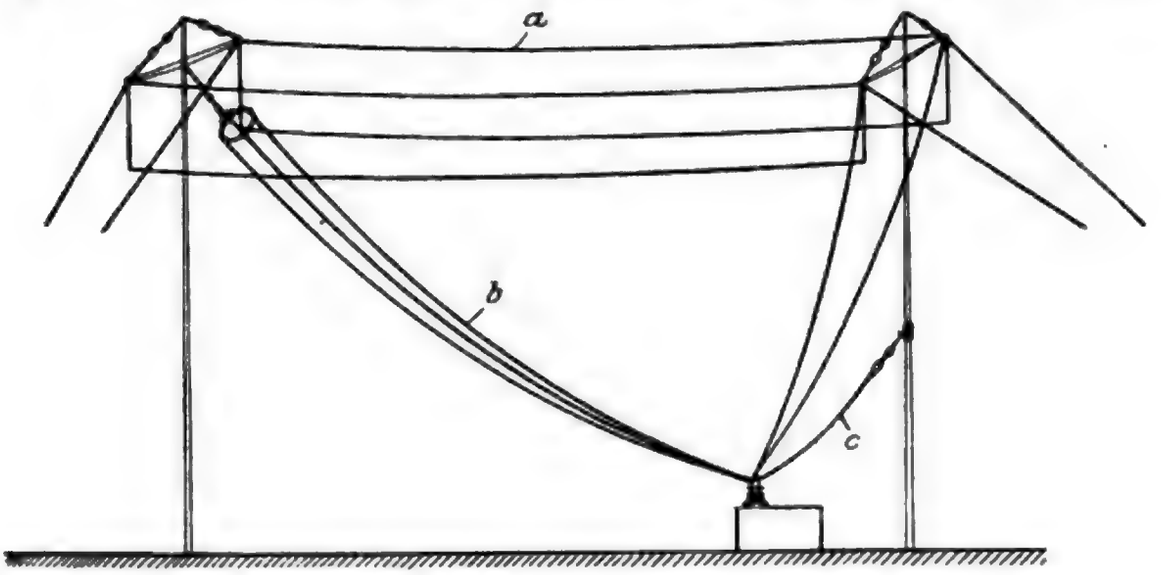


Abb. 407. Kombination mehrerer Antennen.

λ) Kombination mehrerer Antennen auf einer Station.

Für verschiedene Zwecke kann es vorteilhaft sein, die Station nicht nur mit einer, sondern mit zwei oder mehreren Antennen auszurüsten. Hierbei ist selbstverständlich Rücksicht darauf zu nehmen, daß sich die einzelnen Antennen nicht gegenseitig stören: sie müssen also gegeneinander entkoppelt sein.

Derartige Anlagen sind seit längerer Zeit häufig in Gebrauch bei Schiffsstationen, wo man zwei oder drei Antennen benutzt, um die günstigsten Verhältnisse für kleine, mittlere und große Sendewellen, eventuell auch für verschiedene Empfungsbereiche zur Verfügung zu haben. Die große Antenne wird in derartigen Fällen im allgemeinen gemäß Abb. 407 als L-Antenne, T-Antenne oder kastenförmige Antenne *a* ausgeführt. Die mittlere Antenne gemäß *b* zeigt meistens eine reusenförmige oder T-förmige Gestalt, während die kleinste Antenne gemäß *c*, welche entweder für ganz kleine Wellen (Hafenwelle 300 m) oder zum Notsenden benutzt wird, meist in Form einer einfachen Bronzelitze nach einem Mastpunkt hin isoliert ausgespannt wird.

Der Grund für das Vorsehen mehrerer Antennen kann aber auch ein prinzipiell anderer sein und darin beruhen, daß man von einer und derselben Station aus gleichzeitig senden und empfangen kann. Bisher hat sich für diese Zwecke eine von Marconi für Zwischenhören angegebene Antennenanordnung bewährt,

welche in Abb. 601, S. 559 schematisch wiedergegeben ist, und wobei die für das Senden bzw. Empfangen inbetracht kommenden Antennen nicht nennenswert miteinandet gekoppelt sind und sich demgemäß auch im großen ganzen nicht stören.

Fernerhin kann die Aufgabe vorliegen, von einer und derselben Station aus gleichzeitig Telegramme, beispielsweise mit verschiedener Sendeenergie, zu senden. Man muß in diesem Fall selbstverständlich besonders bestrebt sein, die Antennen so zu gestalten und anzuordnen, daß sie möglichst entkoppelt sind. Eine derartige Anordnung gibt schematisch Abb. 408 für die neue Antennenanlage in Nauen (Telefunken, 1919) in Draufsicht wieder. *a* sind hohe, *b* sind niedrigere Masten, zwischen denen Drahtseile gespannt sind, welche zur Aufrechterhaltung einer großen T-förmigen Antenne *c* für den transozeanischen Verkehr dienen. Die Zuleitung zum Stationshaus *d* ist mittels der Drähte *e* bewirkt. Ferner ist noch eine zweite kleinere, dreiecksförmige Antenne *f* für den europäischen Verkehr vorgesehen, welche zwischen drei mittelhohen Masten *g h* in Form eines Dreiecks ausgespannt ist. Über einen mit breiten Auslegern versehenen Mast *h* erfolgt die Zuleitung zum Stationshaus *d*. Das Dreieck *g* hat also eine horizontale Orientierung, und der senkrecht auf der Dreiecksqasis stehende Draht *i* steht auch genau senkrecht zur großen T-förmigen Antenne *c*; die anderen Drähte sind mehr oder weniger dagegen geneigt. Durch diese ziemlich vollkommene Senkrechtstellung der Dreiecksantennendrähte auf der Richtung der großen Antenne und durch den räumlichen Abstand der beiden Antennen soll die Entkopplung gewährleistet sein.

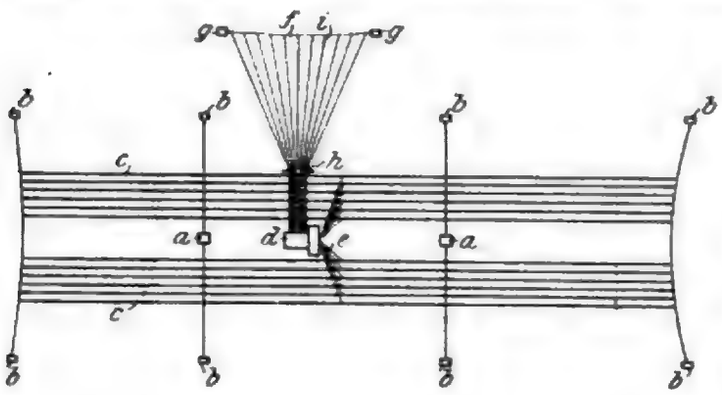


Abb. 408. Antennenanlage in Nauen.

Im übrigen ist zu bemerken, daß durch weitere Ausbildung, insbesondere der geschlossenen Antennen (Spulenantennen), man dahin kommen wird, fast beliebig viele Antennen auf einer Station gleichzeitig zu betreiben. Für das Empfangen ist diese Aufgabe schon restlos gelöst (Spulenempfänger-Verstärker); für das Senden sind noch gewisse Schwierigkeiten zu überwinden.

Abgesehen von dem durch die beiden Antennen ermöglichten Doppelbetrieb ist weiterhin noch die Betriebssicherheit der Anlage erhöht, da im Falle einer Störung der großen Antenne der Betrieb von der kleineren Antenne wenigstens teilweise übernommen werden kann.

μ) Einschaltung von Spulen und Kondensatoren in die Antenne.

Bezüglich des Schwingungsverlaufes der Strom- und Spannungsausbildung usw. gilt sinngemäß das oben unter *B* (S. 363) bezüglich der Einschaltung von Spulen und Kondensatoren in den gradlinigen Oszillator Ausgeführte. Es möge im Anschluß hieran nur noch folgendes Platz greifen.

Schaltet man in die Antenne eine Selbstinduktionsspule ein, so wird die Wellenlänge des gesamten Luftleitergebildes vergrößert, die wirksame Antennenhöhe hingegen um so mehr verkleinert, je größer der Selbstinduktionswert der eingeschalteten Spule ist. Ein Vergleich von Abb. 385 und 386, S. 364, zeigt dies. Hierdurch und infolge der entsprechend verminderten Stromamplitude wird die Strahlung des Systems entsprechend geringer.

Durch die Einschaltung von kontinuierlich veränderlichen oder stufenweise variablen Selbstinduktionsspulen in die Antenne wird die Antennenwellenlänge und damit die Länge der ausgestrahlten Wellen verändert.

Selbstverständlich ist hierbei auf möglichste Vermeidung von Dämpfungsverlusten in den Verlängerungsmitteln zu achten (siehe S. 339ff.), da durch jeden derartigen Verlust die zur Ausstrahlung zur Verfügung stehende Energie verringert wird.

Dieses ist insbesondere wichtig bei größeren Verlängerungen der Antennengrundschwingung und namentlich bei der Erzeugung sehr großer Wellenlängen, da ohnehin mit zunehmender Wellenlänge das Strahlungsdekrement der Antenne mehr und mehr abnimmt.

Besonders zu beachten ist, wie schon beim gradlinigen Oszillator zum Ausdruck gebracht, daß von einer bestimmten Spulengröße an, welche allerdings im allgemeinen sehr erheblich sein wird, sich an der Verbindungsstelle zwischen Antenne und Spule ein Reflexionspunkt ausbilden kann, welcher dazu Veranlassung gibt, daß die Antenne so schwingt, als ob sie vollkommen frei angeordnet wäre.

Durch Einschaltung eines Kondensators in das untere Ende der Antenne wird die Wellenlänge verkleinert, die Stromamplitude vergrößert und der Strombauch an der Antenne entsprechend höher gerückt. Hierdurch wird die Strahlungswirkung im allgemeinen günstiger.

Welche Verhältnisse im übrigen durch die Einschaltung von Spulen oder Kondensatoren, bzw. beiden in die Antenne hervorgerufen werden, in welcher Weise durch letztere die Kopplung zwischen dem Sender und Empfänger allgemein loser gemacht wird, insbesondere mit Bezug auf den Empfänger, ist auf S. 478ff. auseinander gesetzt.

ν) Vergleich der verschiedenen Antennenformen. Antennenzwischenformen. Stark und schwach strahlende Antennen.

Vergleicht man die verschiedenen Antennenformen mit Bezug auf den im Empfänger zu erzielenden Effekt, so hängt dieser unter sonst gleichen Verhältnissen von folgenden Faktoren ab:

1. Von der Antennenkapazität.
2. Von der wirksamen Antennenhöhe, also infolgedessen von der Größe der Stromamplitude an der Erdungsstelle.
3. Vom Antennenstrahlungswiderstand, also von der Antennenöffnung.
4. Von der Art der Schwingungen, mit welchem die Senderantenne gespeist wird, da hiervon die Antennenausnutzung abhängt.

Neben den im vorstehenden besprochenen Antennenformen werden von Fall zu Fall, den Bedürfnissen entsprechend, noch Übergangsformen angewandt. So wird z. B. häufig eine Vergrößerung der Kapazität oder eine Verringerung der Strahlungsdämpfung angestrebt, wobei beide Forderungen mit ähnlichen Mitteln erreicht werden können, indem man z. B. an die oberen Antennenteile in der Richtung schräg nach unten verlaufende Zipfel anbringt, welche das Antennengebilde geschlossener gestalten.

Ein anderes Mittel, das Antennengebilde geringer strahlend zu gestalten, besteht in der Einschaltung von Selbstinduktionsspulen, oder besser noch von einem oder mehreren Kondensatorkreisen.

Die Einschaltung einer Spule ergab, wie oben (unter *μ*)) gezeigt, daß die Wellenlänge vergrößert, die wirksame Antennenhöhe und die Stromamplitude verringert werden, wodurch die Strahlungsdämpfung verkleinert wird.

Digitized by Google

Den umgekehrten Effekt ergab, wie gleichfalls oben zum Ausdruck gebracht, die Einschaltung eines Kondensators in die Antenne.

Man erhält daher unter Beibehaltung der betreffenden Wellenlänge eine kleinere Strahlungsdämpfung der Antenne, wenn man in diese z. B. eine Serienkombination, bestehend aus Selbstinduktionsspule und Kapazität, einschaltet. Hierbei ist es ohne weiteres möglich, eine günstige Größe der wirksamen Antennenhöhe zu erzielen.

Man kann, wie dies Abb. 409 zeigt, eine Serienkombination von Selbstinduktionsspule und Kondensator in die Antenne einschalten und ohne wesentliche Variation der Wellenlänge das Strahlungsdekrement der Antenne merklich vermindern. Hiervon ist häufig Gebrauch gemacht worden, insbesondere solange stark strahlende Antennen, also gradlinig ausgestreckte Drähte, Harfenantennen, Konus- und Doppelkonusantennen im Gebrauch waren.

Für die jetzt vielfach in Benutzung befindlichen schwächer oder schwach strahlenden Antennen kommt diese Serienkombination von Selbstinduktionsspulen und Kondensator, wenigstens soweit die geschilderten Gründe maßgebend sind, kaum noch in betracht.

Abb. 409. Serienkombination von Selbstinduktionsspule und Kondensator.

Abb. 410. Parallelschaltung von Selbstinduktion und Kapazität, in die Antenne eingeschaltet.

Hingegen wird noch manchmal bei diesen verhältnismäßig schwach gedämpften Antennen, wie insbesondere bei Schirmantennen eine Anordnung gemäß Abb. 410 rechts angewendet, welche aus der Parallelschaltung von Selbstinduktion und Kapazität, die in die Antenne eingeschaltet ist, besteht. Man nennt diese Anordnung mit Rücksicht auf die Energierücklieferungsmöglichkeit aus dem so gebildeten geschlossenen Schwingungskreis an die Antenne auch „Schwungradschaltung" (F. Braun, 1899; W. Hahnemann-O. Scheller, 1907).

Selbstverständlich wird durch diese Anordnung die Strahlungsdämpfung des Luftleiters wesentlich herabgedrückt, da der Luftleiter als zum Kondensator des Schwungradkreises parallel geschaltete Kapazität aufzufassen ist. Ein Nachteil dieser Schaltung besteht z. B. in der Möglichkeit, Oberschwingungen zu provozieren, wenn z. B. in die Antenne ein Lichtbogengenerator direkt eingeschaltet ist (siehe II, S. 204).

b) Indifferenzpunkt.

Nicht immer markiert sich der Strombauch, welcher im allgemeinen mit dem Punkt des Spannungsminimums (Spannungsknoten) identisch ist, sehr scharf. Bei Schirmantennen z. B. ist es sogar schwer, denselben genau festzustellen. Dabei verdient dieser Punkt, welchen man auch als Indifferenzpunkt bezeichnet, ein besonderes Interesse, da z. B. bei der Dämpfungsmessung einer Antenne nur in ihn der zur Dämpfungsmessung erforderliche Widerstand eingeschaltet werden darf, wenn man einwandsfreie, mit anderen Untersuchungen vergleichbare Resultate erzielen will.

Bei Sendeantennen bietet die Aufsuchung des Indifferenzpunktes im allgemeinen keine Schwierigkeiten, indem man z. B. mit einem einseitig geerdeten Funkenmikrometer oder mit einer luftverdünnten Röhre an der Antenne, bzw. deren Abstimmitteln entlang fährt und feststellt, an welchem Punkt die geringste

Digitized by Google

oder keine Funkenspannung, bzw. kein Aufleuchten vorhanden ist. Auf eine andere Methode, welche auch bei Empfängern Anwendung finden kann, ist Abb. 649, S. 609 näher eingegangen.

c) „Wirksame Höhe" und Gesamtwiderstand der Antenne.

Es war oben gefunden worden, die wirksame Länge des Oszillators

$$a = \frac{J_{mittel}}{J_{max}}.$$

Dieselbe Beziehung gilt ohne weiteres für jede beliebige Antenne. Es ist also die wirksame Antennenhöhe

$$h_{wirksam} = a \cdot h,$$

worin h die tatsächliche (geometrische) Höhe kennzeichnet.

Diese für die wirksame Länge (Höhe) des Oszillators abgeleiteten Beziehungen sind bei der Antenne für die Feld- und Strahlungsberechnung von besonderer Wichtigkeit, da erst auf diese Weise ein anschauliches Bild der Strahlungsfähigkeit eines Luftleiters gewonnen wird und die Strahlung selbst bei der Grundschwingung direkt bestimmt werden kann. Bei der Wellenverlängerung können sich die Stromverteilung und hiermit die Strahlungsfähigkeit recht wesentlich verändern. Im allgemeinen sinkt die Strahlungsfähigkeit — durch Einschaltung von Selbstinduktion — um so mehr, je erheblicher die Verlängerung ist.

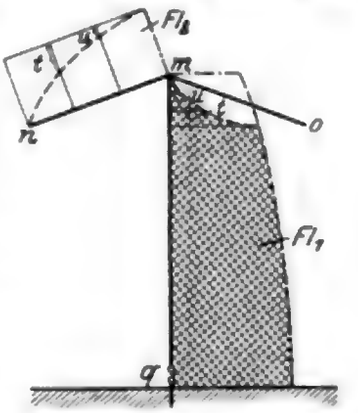


Abb. 411. Konstruktion des Strahlungsdiagramms und der wirksamen Höhe für eine Schirmantenne.

Die Bedingungen für die Berechnung liegen hier insofern einfach, als J_{max} direkt mit dem Hitzdrahtamperemeter gemessen werden kann, da der Strombauch meist am unteren, leicht zugänglichen Teil der Antenne liegt. Für die Einschaltung des Hitzdrahtinstrumentes wählt man zweckmäßig diesen Punkt, also den Indifferenzpunkt (siehe oben unter b), S. 382, unten).

Hat man J_{max} festgestellt, so kann man das Diagramm für die wirksame Antennenhöhe zeichnen, indem man für eine Anzahl Leiterteile, mindestens aber für die charakteristischen Punkte die Konstruktion für den an der betrachteten Stelle vorhandenen Stromwert durchführt.

Eine beispielsweise Konstruktion für eine Schirmantenne gibt Abb. 411 wieder. Zu beachten ist, daß der Strom in den abwärts verlaufenden Antennenleitern $m\,n$ und $m\,o$ entgegengesetzt gerichtet ist zur Strömung im senkrechten Teil $m\,q$. Infolgedessen erfährt das Amplitudenflächendiagramm, welches eine meist sinusförmige Begrenzungslinie zeigt, in seinem oberen Teile eine entsprechende Verkleinerung, d. h. also, daß die Fernwirkung, entsprechend diesem Flächenstück, kleiner ist.

Man zeichnet also zunächst die Stromverteilung für den senkrechten Antennenteil $m\,q$ und erhält das sinusförmig begrenzte Flächenstück Fl_1; sodann zeichnet man für einen der nach abwärts gehenden Antennendrähte z. B. $m\,n$ die Stromverteilung unter Berücksichtigung der in der Gesamtanzahl sämtlicher derartiger Antennendrähte vorhandenen Gesamtstromstärken. Auf diese Weise erhält man das Flächenstück Fl_2. Unter Reduzierung auf die Projektion zieht man Fl_2 von Fl_1 ab, was, wie Abb. 411 zum Ausdruck bringt, die querschraffierte Fläche ergibt und hat somit das Diagramm für die Bestimmung der wirksamen Antennenhöhe.

Digitized by Google

Im übrigen ist bei der Schirmantenne das Flächendiagramm auch bei Verlängerung der Grundschwingung durch Einschaltung von Selbstinduktionen noch nahezu dasselbe.

Es zeigt sich ferner bei Durchführung der Konstruktion für verschiedene Antennenformen, von denen die Abb. 412 bis 416 schematische Anschauungsbilder geben sollen, daß abgesehen von dem Fall einer Vertikalantenne mit großer Endkapazität die wirksame Antennenhöhe stets kleiner einzusetzen ist, als der tatsächlichen geometrischen Höhe entsprechen würde.

Diese wirksame Antennenhöhe wird dadurch ermittelt, daß man den Flächeninhalt *Fl* feststellt und ein Rechteck gleichen Flächeninhalts sucht, dessen Höhe alsdann die wirksame Antennenhöhe darstellt.

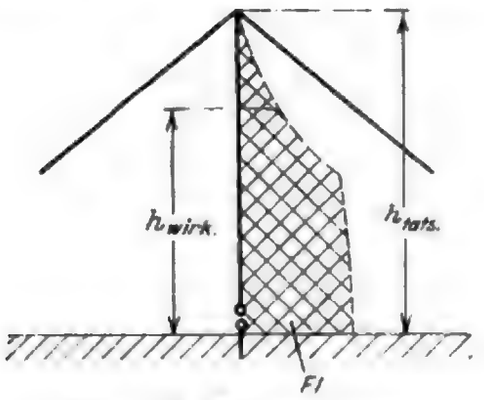


Abb. 412. Schirmantenne.

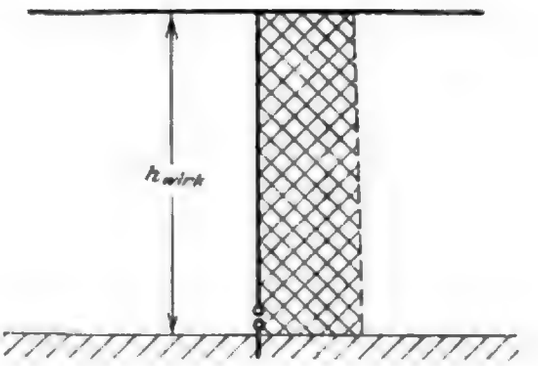


Abb. 413. T-Antenne.

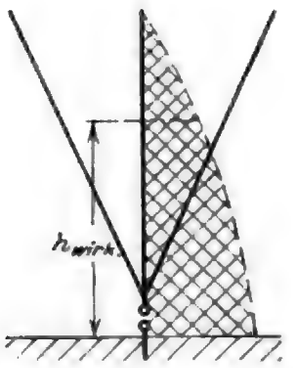


Abb. 414. Harfen- (auch Trichter- oder Konus-)Antenne.

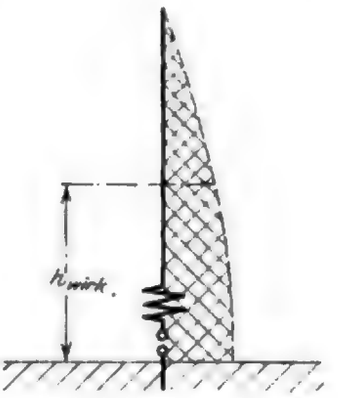


Abb. 415. Einfacher gestreckter Draht.

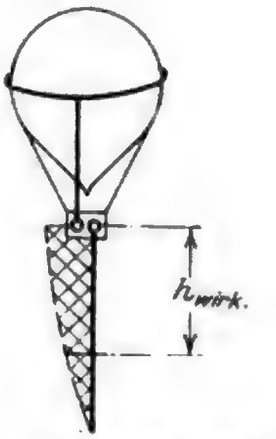


Abb. 416. Einfachdrahtantenne aus einem Flugzeug, Ballon oder Luftschiff senkrecht herabhängend.

Es ergeben sich alsdann für die wirksame Antennenhöhe bei den verschiedenen Luftleitergebilden etwa nachstehende mittlere Werte:

für die Schirmantenne:	(Abb. 412)	$h_{wirksam} \simeq 0{,}75\ h_{tatsächlich}$
für die T-Antenne:	(Abb. 413)	$h_{wirksam} \simeq 1{,}0\ h_{tatsächlich}$
für die Harfen- (auch Trichter- oder Konus-)Antenne:	(Abb. 414)	$h_{wirksam} \simeq 0{,}6\ h_{tatsächlich}$
für den einfachen gestreckten Draht, in welchen eine Verlängerungsspule oder ein Kondensatorkreis mit Selbstinduktionsspule eingeschaltet ist:	(Abb. 415)	$h_{wirksam} \simeq 0{,}5\ h_{tatsächlich}$

Digitized by Google

für eine Einfachdrahtantenne, welche aus einem Flugzeug, Ballon oder Luftschiff senkrecht oder annähernd senkrecht herabhängt: (Abb. 416) $h_{wirksam} \simeq 0{,}6\ h_{tatsächlich}$.

Es soll nunmehr der Verlauf des Antennengesamtwiderstandes in Abhängigkeit von der Wellenlänge und von der Antennendrahtzahl betrachtet werden.

Der Gesamtwiderstand w_{ges} einer Antennenanlage setzt sich zusammen aus

$$w_{ges} = w_{str} + w_{Joule} + w_{verl.}$$

Wie sich die Verhältnisse in der Praxis gestalten, mögen folgende Beispiele dartun, welche allerdings nur unter Berücksichtigung der jeweilig vorliegenden besonderen Bedingungen betrachtet werden dürfen.

Abb. 417 zeigt die Abhängigkeit des Gesamtwiderstandes von der Wellenlänge bei einer von zwei 80 m hohen Holzmasten getragenen Dachantenne,

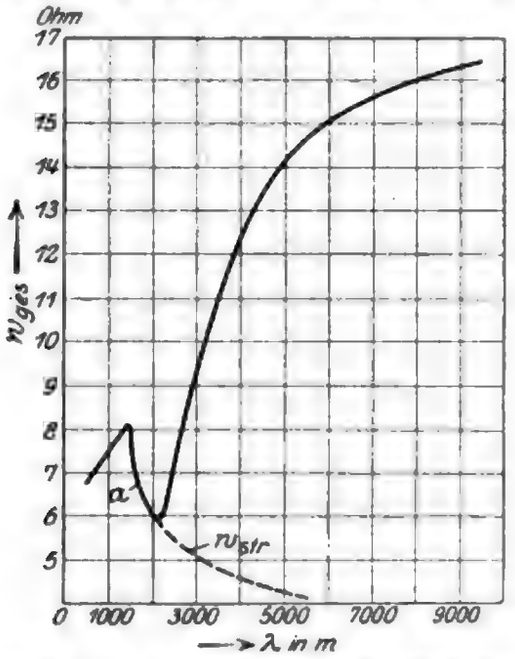


Abb. 417. Abhängigkeit des Gesamtwiderstandes von der Wellenlänge bei Schirmantennen.

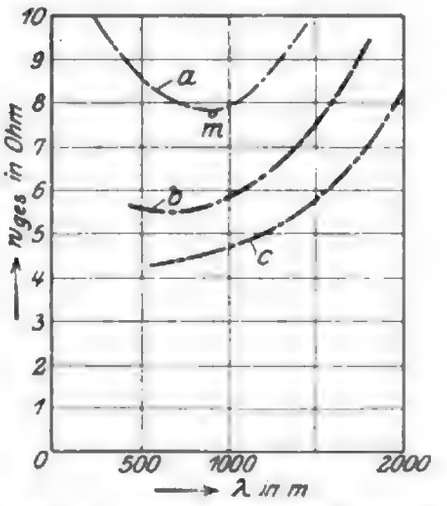


Abb. 418. Abhängigkeit des Gesamtwiderstandes von der Wellenlänge bei einer Dachantenne.

deren Grundschwingung bei 940 m lag. Die Kurve für den Gesamtwiderstand steigt zunächst wenig an bis zum Betrag von 1500 m, was möglicherweise in der Dimensionierung des direkt in die Antenne eingeschalteten Lichtbogengeneratorkreises begründet ist. Von 1500 m an nimmt die Gesamtwiderstandskurve die für eine Dachantenne charakteristische hyperbolische Form an, welche den Strahlungswiderstand in Abhängigkeit von der Wellenlänge kennzeichnet, und welche gestrichelt als verlängerte Widerstandskurve *a* in der Abbildung eingetragen ist. Von der Wellenlänge 2000 m an verläßt jedoch die Gesamtwiderstandskurve die charakteristische Bahn der Strahlungswiderstandskurve und steigt in ziemlich erheblichem Maße an. Dieses rührt in erster Linie wohl von den Verlängerungsmitteln (Selbstinduktionsspulen) her, deren Ohmscher- und Wechselstromwiderstand sich dementsprechend bemerkbar machen. Weiterhin spielen natürlich die sonstigen Verlustquellen der Antenne, ihre Isolation, die Abspannungspardunen usw. eine wesentliche Rolle.

In Abb. 418 kennzeichnet die oberste Kurve *a* bei einer dreidrähtigen Schirmantenne mit dreidrähtigem Gegengewicht die Abhängigkeit des Gesamtwiderstandes von der Wellenlänge, wobei die Antenne auf feuchter Wiese aufgebaut war.

Digitized by Google

Der oberste Teil links der Kurve *a* dürfte etwa identisch sein mit der Strahlungswiderstandskurve. Vom Punkt *m* an spielen die Antennenverlängerungsmittel eine wesentliche Rolle, und der Gesamtwiderstand nimmt erheblich zu. In der Kurve *b*, für eine sechsdrähtige Schirmantenne mit sechsdrähtigem Gegengewicht aufgenommen, fehlt beinahe überhaupt der erste absteigende, den Strahlungswiderstand charakterisierende Teil. In noch stärkerem Maße ist dies für eine zwölfdrähtige Antenne bei zwölfdrähtigem Gegengewicht (siehe Kurve *c*) ersichtlich. Insbesondere die Kurven *b* und *c* kennzeichnen, wie ungeeignet für Sendezwecke die Schirmantenne ist. Die Schirmantennen sind, mindestens sofern man nicht die Schirmdrähte sehr kurz macht, bzw. sie möglichst horizontal verlaufen läßt, für den Senderbetrieb denkbar unzweckmäßig.

d) Erdung des Luftleitergebildes.

α) Nachteile des nicht geerdeten Oszillators. Allgemeine Gesichtspunkte über Erdung und Gegengewicht. Kraftlinien- und Stromlinienausbildung.

Von wesentlicher Bedeutung sowohl für die Aufladung der Antenne, der erzeugten Stromamplitude und Wellenlänge, als auch für die Strahlung ist die Frage, in welcher Weise die Erdung der Antenne stattfindet.

Zwar wäre es an sich denkbar, einen freischwingenden Oszillator zu benutzen, wie es Abb. 381, S. 363 darstellt (Vorschlag von R. A. Fessenden), und wie dies zum Teil auch bei Luftschiff- und Flugzeugsendern bewirkt wird.

Indessen ist zu beachten, daß entweder ganz enorme Antennengebilde erforderlich sein würden, welche unwirtschaftlich hohe Masten voraussetzen würden und auch, um eine Erregung im Strombauch zu erzielen, die Anordnung des Senders und Empfängers in der Mitte dieses Stromgebildes, also in räumlich großer Höhe erfordern würden, oder aber man würde nur den einen Zipfel des Oszillators benutzen, wobei alsdann sowohl eine nennenswerte Erregung kaum möglich wäre, als auch eine günstige Strom- und Spannungsausbildung so gut wie ausgeschlossen wäre.

So oft derartige Antennengebilde vorgeschlagen sind, hat (Tesla, Fessenden) es sich nur um Versuchsanordnungen gehandelt.

Die Güte der Erdung eines Luftleitergebildes ist aus dem Grunde so wesentlich, weil hierdurch die Ausbildung der in der Erde verlaufenden Stromlinien, die von den Kraftlinien der Antenne hervorgerufen werden, abhängt. Von den Stromlinien hängen aber direkt die hierdurch bewirkten Erdstromverluste ab.

Man kann die Erdung der Antenne entweder durch direkte Erdverbindung bewirken oder dadurch, daß man über der Erde und isoliert von dieser ein sogenanntes Gegengewicht ausspannt.

Beide Anordnungen sind in ihrer Wirkung nicht wesentlich voneinander verschieden, da es sich in beiden Fällen nur darum handelt, den elektrischen und magnetischen Kraftlinien ein möglichst verlustfreies Übertreten in die Erde selbst zu ermöglichen. Es sind daher mit Vorteil schon bei verschiedenen Stationen Kombinationen der Erdung und des Gegengewichtes benutzt worden.

Untersuchungen (H. True) an einer 75 m hohen Antenne mit Gegengewicht haben ergeben, daß die Stromlinienverteilung im Erdboden ähnlich derjenigen einer geerdeten Antenne ist. Außerhalb des Gegengewichts ist die Stromlinienverteilung in beiden Fällen im großen Ganzen identisch. Lediglich insofern ist ein Unterschied vorhanden, als bei geerdeten Antennen die Stromlinien direkt von der Erdungsanlage ausgehen, während bei Anwendung des Gegengewichtes die von diesem ausgehenden Kraftlinien zunächst in die Erde eindringen, sich hier in Stromlinien umsetzen, welche sie alsdann außerhalb des

Digitized by Google

Gegengewichtes verlassen und wiederum als Kraftlinien nach der Antenne zurück verlaufen.

Die Gesamtverluste können daher beim Gegengewicht unter Umständen geringer sein, da die Anzahl der erzeugten Stromlinien geringer sein kann als bei direkter Erdung.

Hinsichtlich Verringerung der atmosphärischen Störungen scheint das Gegengewicht günstiger zu sein als direkte Erdung. (Siehe auch S. 531.)

Die gleichen Messungen haben ferner noch insofern einen quantitativen Unterschied zwischen Erdung und Gegengewicht gezeigt, als die Dämpfung der Schwingungen bei Verwendung eines Gegengewichts geringer war als bei der geerdeten Antenne, und zwar war die Dämpfung um so kleiner, je geringer der Abstand des Gegengewichts von der Antenne und je höher das Gegengewicht über dem Erdboden war, was im wesentlichen von verminderter Strahlungsdämpfung herrührt.

Zusammenfassend kann man also bemerken, daß lediglich in quantitativer Beziehung Unterschiede zwischen direkter Erdung und Gegengewicht vorhanden sind.

Daß im übrigen die elektrischen Wellen nicht nur über der Erdoberfläche verlaufen, sondern auch in den Erdboden eindringen, läßt sich experimentell mittels einer Verstärkungseinrichtung (Hochfrequenzverstärkung — Audion — Niederfrequenzverstärkung) direkt nachweisen. Selbst in feuchten Stollen, Bergwerken usw. konnten in Tiefen bis zu ca. 7 m unter der Erdoberfläche noch Wellen (Stromlinien) von auf der Erde selbst in größerem Abstand befindlichen drahtlosen Stationen nachgewiesen werden.

Die durch die Antennenkraftlinien in der Erde hervorgerufenen Stromlinien (H. True, 1912) hängen im wesentlichen von folgenden Faktoren ab:

1. Von der Wellenlänge der Schwingungen. Je kleiner die Wellenlänge ist, um so mehr wird in der Erde eine Art Skineffekt der Stromlinien bewirkt, welcher die schwach gekrümmten Stromlinien mehr nach der Erdoberfläche hin drängt und eine Verminderung der Stromliniendichte nach der Tiefe hin hervorruft. Diese Abnahme der Stromlinien nach der Tiefe zu erfolgt um so schneller, je kleiner die Wellenlänge ist.

2. Von der Antennenhöhe. Je kleiner die Antennenhöhe und um so geschlossener die Antennenform ist, um so mehr wird das elektrische Feld der Antenne in dem Raum zwischen Antenne und Erdungsanlage (Gegengewicht) konzentriert. Gleichzeitig dringen die Stromlinien um so tiefer in die Erde ein und verlaufen auch um so stärker gekrümmt. Hierbei ist allerdings noch zu beachten, daß auch die Leitfähigkeit des Bodens wesentlich inbetracht kommt, indem die Krümmung der Kraftlinien um so stärker ist, je geringer die Leitfähigkeit des Erdbodens ist.

3. Vom Leitvermögen des Erdbodens. Je besser die Leitfähigkeit der oberen Erdbodenschichten ist, wie dies z. B. nach starken atmosphärischen Niederschlägen der Fall ist, um so mehr werden in diesen Schichten die Stromlinien zusammengedrängt, und ein um so stärkerer Stromlinienfluß findet alsdann statt.

β) Direkte Erdung.

Erdung bei vorzüglicher Leitfähigkeit des Bodens. Am einfachsten wird die direkte Erdung ausgeführt, wenn die Leitfähigkeit des Erdbodens eine vorzügliche ist. Dieses ist z. B. der Fall bei Seewasser, und wenn es sich um eine Schiffsstation handelt, die auf einem Eisenschiff eingebaut ist. Alsdann ist es nur erforderlich, den eisernen Schiffskörper mit der Stationsapparatur zu verbinden. Bei einem Holzschiff genügt eine Blechbelegung an der Außenhaut.

Digitized by Google

Liegt diese Art der Erdung vor, so befindet sich der Strombauch am unteren Ende der Antenne.

Erdung bei mittlerer oder schlechter Leitfähigkeit des Bodens. Ist die Leitfähigkeit des Bodens nicht ausgezeichnet, so tritt eine entsprechende Verschlechterung und Verlegung des Strombauches ein, und zwar werden die Verhältnisse um so ungünstiger, je schlechter die Leitfähigkeit ist, da alsdann Verluste durch Erdströme eintreten und der Strombauch um so höher an der Antenne hinauf verlegt wird. In derartigen Fällen kann im allgemeinen die Verwendung eines Gegengewichtes erheblich vorteilhafter sein.

γ) Erdung durch Gegengewicht.

Als Gegengewicht wird ein Metallgebilde verwendet, welches isoliert von der Erde und parallel zu ihr ausgespannt ist. Auch hier sind die Leitfähigkeit des Bodens und der Abstand des Grundwasserspiegels von der Erdoberfläche von wesentlicher Bedeutung. Der Fall einer ausgezeichneten Leitfähigkeit kommt hier nicht inbetracht, da man ja alsdann auch bei beweglichen Stationen wohl nur mit direkter Erdung arbeiten wird. Hingegen sind folgende beide Möglichkeiten zu betrachten:

Die oberen Erdbodenschichten sind schlecht leitend, darunter ist eine Grundwasserschicht. Zusammen mit der Grundwasserschicht bildet das Gegengewicht einen Kondensator. Der Energieverbrauch ist c. p. um so kleiner, je geringer der Zwischenraum zwischen Gegengewicht und Grundwasserspiegel ist und um so größer die Ausdehnung des Gegengewichtes ist, worauf noch weiter unten eingegangen wird.

Die Erdbodenschichten sind schlecht leitend, eine Grundwasserschicht ist erst in nicht erreichbarer Tiefe vorhanden. In diesem Falle sind die Verhältnisse denkbar ungünstig. Man arbeitet alsdann mit einem Oszillatorzipfel, welcher einseitig mit einer Kapazität verbunden ist. Die auftretenden Verluste durch Erdströme können so erheblich werden, daß jede drahtlose Verständigung mindestens auf größere Entfernungen hin ausgeschlossen ist (Karstgebiet).

δ) Spezifische Strombelastung der Erdungsanlage.

Von wesentlichster Bedeutung für jede Erdungs- und Gegengewichtsanlage ist die Tatsache, daß peinlichst darauf geachtet wird, die spezifische Strombelastung in der Erdungsanlage, wie auch sonst in der Antenne, Antennenzuführung usw., sei erstere nun eine direkte Erdung oder eine solche durch Gegengewicht, auf ein Mindestmaß zu reduzieren, da jede zu hohe spezifische Strombelastung, welche durch eine Zusammendrängung der Kraftlinien entsteht, eine direkte, unter Umständen sehr wesentliche Verlustquelle darstellt.

Um eine möglichst geringe spezifische Strombelastung der Erdungsanlage zu erreichen, sind die beiden folgenden Gesichtspunkte wesentlich.

1. *Geringe spezifische Strombelastung in unmittelbarer Umgebung der Erdleiter.* Verwendet man bei gut leitendem Boden als Erdung nur einen verhältnismäßig kleinen Metallzylinder oder eine Metallplatte, oder führt man gar nur den Antennenleiter senkrecht in die Erde ein, wie dies bei älteren Anordnungen üblich war, so findet eine außerordentliche Zusammendrängung der Kraftlinien an der Einführungsstelle, eventuell auch Wirbelstrombildung durch die senkrecht stehende Antenne statt, und die Folge hiervon könnten hohe Verluste an dieser Stelle sein.

Günstiger ist es daher, mehrere miteinander verbundene Metallplatten oder -zylinder zu nehmen oder besser noch, größere Metallmassen in die Erde einzuführen, welche z. B. strahlenförmig von der Einführungsstelle fort sich ausbreiten können (über die möglichen Nachteile der Ringleitungen siehe

Digitized by Google

II, S. 182). Auf diese Weise wird für den Kraftlinienübergang eine verhältnismäßig verlustfreie Übergangsbasis geschaffen, und die spezifische Strombelastung ist gering.

Bei Erdung durch ein Gegengewicht ist auf die Isolation desselben gegen Erde in entsprechender Weise und aus demselben Grunde zu achten. Würde man die Gegengewichtsdrähte direkt auf die Erde auflegen, so würden an der Berührungsstelle zwischen Gegengewichtsdraht und Erdoberfläche die Kraftlinien auf ein Minimum des Raumes zusammengedrängt werden. Sobald jedoch die Gegengewichstdrähte isoliert von der Erde und in einem nicht allzu geringen Abstand von der Erdoberfläche angebracht werden, steht eine größere Oberfläche für den Kraftlinienübergang zur Verfügung, die Kraftlinien werden nicht mehr so zusammengedrängt, und die Erdverluste sind infolgedessen kleiner.

2. *Räumlich möglichst große Ausbildung der Erdungsanlage (Gegengewichtsanlage).* Diese Forderung steht mit der soeben erwähnten im engsten Zusammenhang und wurde infolgedessen zum Teil bereits berührt.

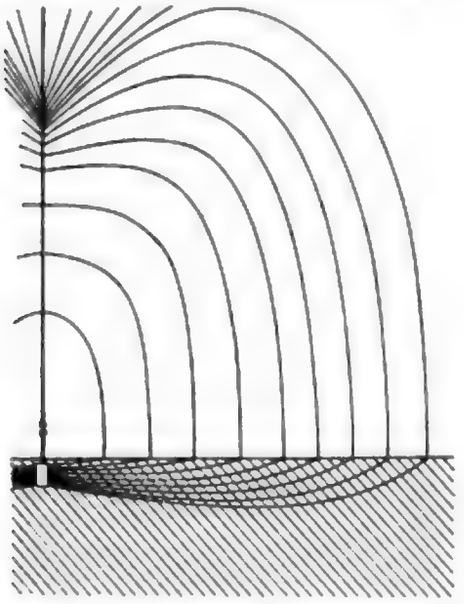


Abb. 419. Schlechte Leitfähigkeit des Erdbodens.

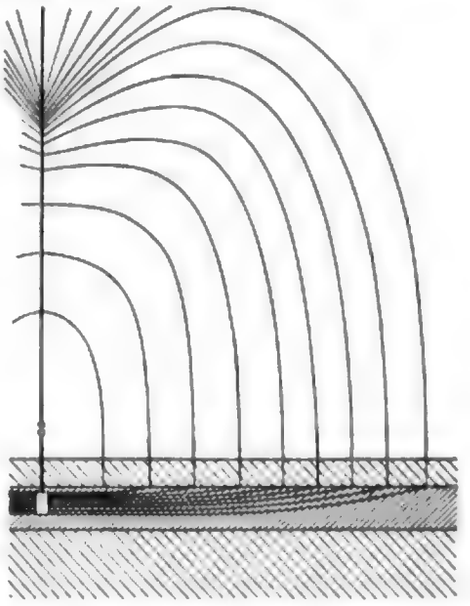


Abb. 420. Gutleitende Grundwasserschicht dicht unter der Erdoberfläche.

Es kommt nicht nur darauf an, die spezifische Strombelastung um den Erdungs- oder Gegengewichtsleiter herum gering zu halten, sondern es ist auch wesentlich, daß die von der Antenne ausgehenden Kraftlinien möglichst direkt und nur durch Luft sich nach der Erdungsanlage (Gegengewichtsanlage) hin schließen.

Je größer c. p. die Erdungsanlage ausgebildet wird, um so verlustfreier kann die Schließung der Kraftlinien erfolgen, und um so günstiger sind die Stromausbildung und Strahlung der Antenne.

Von H. True und J. Zenneck rühren eine Reihe anschaulicher Bilder her, welche die Ausbildung des elektrischen Feldes darstellen.

Unter Zugrundelegung derselben sind in den Abb. 419 bis 424 die Kraftlinien- und Stromlinienbilder für die verschiedenen Fälle der direkten Erdung und der Erdung durch Gegengewicht gezeichnet worden. Bei allen diesen Figuren sind dasselbe Antennengebilde, dieselbe Art der Erdung und die gleiche Wellenlänge angenommen worden.

In Abb. 419 und 420 ist die Erdung mittels eines kleinen Metallzylinders oder einer Platte angenommen. In Abb. 419 ist eine schlechte Leitfähigkeit des Bodens ohne Grundwasserschicht in erreichbarer Nähe vorausgesetzt, während in Abb. 420 in der Nähe der Erdoberfläche eine gut leitende Grund-

Digitized by Google

wasserschicht angenommen ist, in welche die Erdungsplatte eingeführt ist. Der Vorteil der letzteren Anordnung ist aus der Abbildung ohne weiteres ersichtlich.

In Abb. 421 ist eine den modernen Anlagen entsprechende größere Erdungsanlage vorausgesetzt. Bezüglich der Bodenverhältnisse entspricht Abb. 421

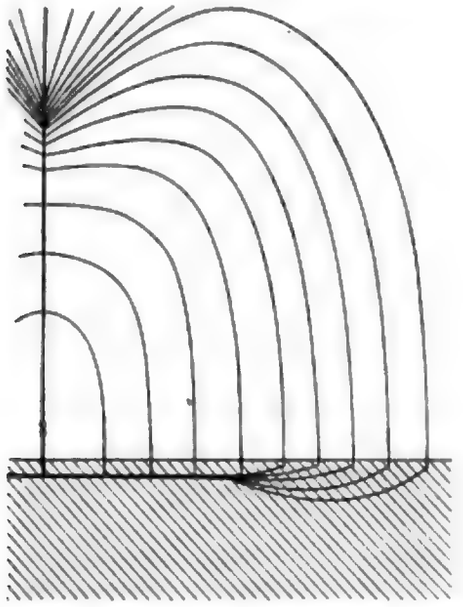


Abb. 421. Größere Erdungsanlage. Schlechte Leitfähigkeit des Erdbodens.

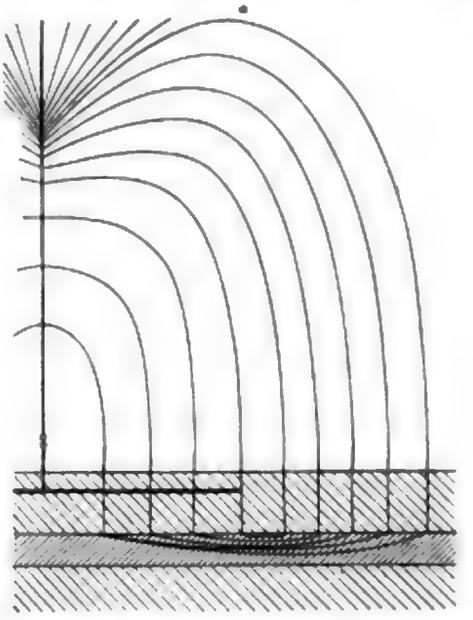


Abb. 422. Erdungsanlage in schlechtleitendem Erdboden. Unter derselben gut leitende Schicht.

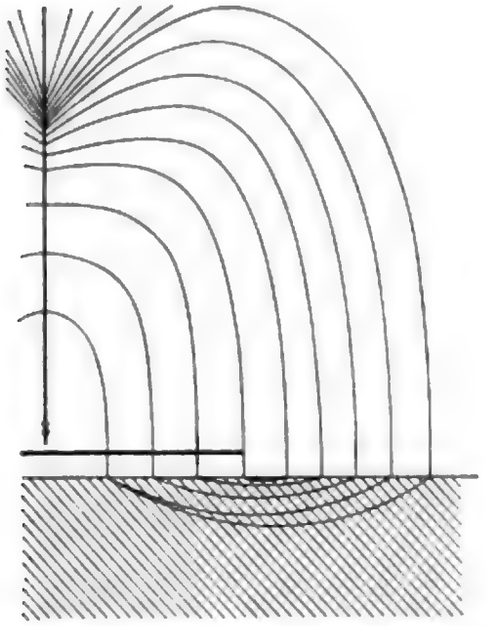


Abb. 423. Gegengewicht. Schlechte Leitfähigkeit des Erdbodens unter demselben.

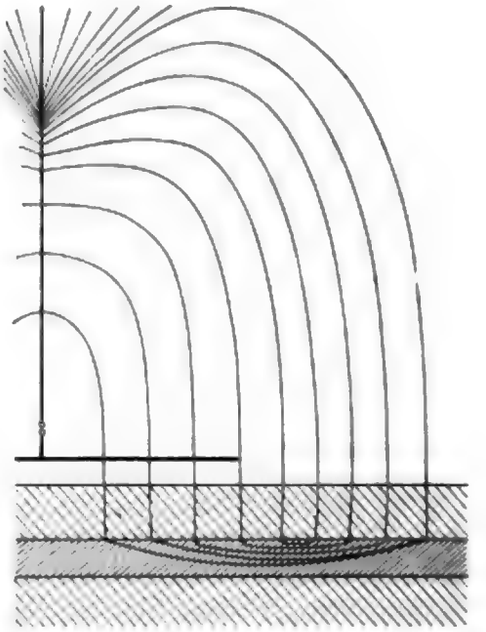


Abb. 424. Gegengewicht. Gut leitende Grundwasserschicht in nicht allzu großer Tiefe.

etwa den Voraussetzungen bei Abb. 419 und Abb. 422 den Annahmen bei Abb. 420, jedoch mit dem Unterschiede, daß die Erdungsanlage hier nicht direkt in die gut leitende Wasserschicht, sondern vielmehr in die darüber befindliche schlecht leitende Schicht eingelegt ist.

Abb. 423 und 424 stellen die Verwendung eines Gegengewichtes dar. Bei Abb. 423 ist unter dem Gegengewicht eine schlechte Leitfähigkeit des Erdbodens,

Digitized by Google

bei Abb. 424 in nicht allzu großer Tiefe eine gut leitende Grundwasserschicht angenommen.

Es ist hieraus ersichtlich, daß bei denjenigen Anordnungen, bei welchen in einer nicht oder schlecht leitenden Erdbodenschicht eine wesentliche Kraftlinienanzahl verläuft, die Erdstromverluste entsprechend große sind, während bei Vorhandensein einer gut leitenden Erdungsschicht (Grundwasser) diese Verluste entsprechend geringer sind. Es ist auch darstellungsgemäß zum Ausdruck gebracht, in welcher Weise durch Vorsehung einer großen Erdungsanlage (Gegengewicht) die Verhältnisse hier gebessert werden können.

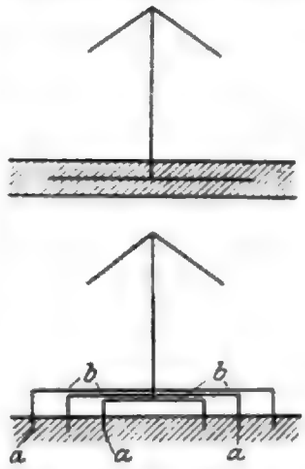


Abb. 425. Kombination von Erdung und Gegengewicht.

Bei anderen Antennenformen kann man sich die Kraftlinienausbildung und hiermit deren Verteilung und Verluste im Erdboden in ähnlicher Weise vorstellen.

Besonders vorteilhaft verhält sich auch in dieser Beziehung die Schirmantenne, insbesondere wenn man die Erdungsanlage so groß gestaltet, daß die durch die sie bildenden Drähte erzeugte Grundfläche größer ist als die senkrechte Projektion der Antenne auf dem Erdboden. Alsdann findet ein direkter Kraftlinienschluß zwischen Antenne und Erdungsanlage statt, und die Erdstromverluste werden ein Minimum. Der starke Kapazitätsschluß, der bei manchen Antennenformen direkt unter den Antennendrähten auftritt und hierdurch eine große Kraftliniendichte im Erdboden hervorruft, ist gleichfalls bei der Schirmantenne in vorteilhafter Weise vermieden.

Man kann auch noch auf andere Weise und zum Teil mit gutem Erfolg versuchen, die spezifische Strombelastung der Erdungsanlage zu reduzieren, und zwar hat man hierzu zwei prinzipiell voneinander verschiedene Wege eingeschlagen.

Der erste Weg besteht darin (R. Hartenstein, 1914), daß man gleichsam eine Kombination zwischen Gegengewicht und Erdungsanlage herstellt.

Man geht also nicht direkt von dem Erdungspunkte der Antenne aus strahlenförmig in der Erde weiter (siehe Abb. 425 oben), sondern man zweigt vielmehr oberhalb der Erdung und isoliert von ihr die einzelnen Erdleiter ab, wie dies Abb. 425 unten schematisch darstellt. Die zu den Erdungspunkten *a* führenden Leitungen *b* müssen auf ihrer ganzen Länge bis zur Erdungsstelle hin gut von der Erde isoliert sein. Selbstverständlich können, um die Stromdichte möglichst gering zu halten, von den Erdungspunkten *a* strahlenförmige Erdleiter in der Erde selbst noch fortgeführt werden.

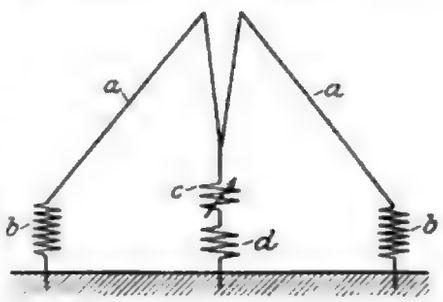


Abb. 426. Mehrfachschleifenantennenanordnung.

Der andere Weg, die spezifische Strombelastung gering zu halten (Lorenz A.-G., 1911), besteht darin, daß das Antennengebilde in besonderer Weise, z. B. als Mehrfachschleifenantenne, ausgeführt wird. Die Anordnung, welche ein Maximum der Strahlung bei einem Mindestmaß der Verluste durch Erdströme im Gefolge hat, zeigt Abb. 426 schematisch.

a ist ein schleifen- bzw. schirmförmiges Luftleitergebilde. Jeder der Luftleiterdrähte ist durch eine Selbstinduktionsspule *b* geerdet. *c* ist ein Abstimmmittel, um die Luftleiter *a* in Abstimmung zu bringen, so daß sie alle gleichphasig schwingen, daß also an den höchsten Punkten des Luftleiters in allen Drähten Spannungsbäuche auftreten. In keinem Leitungsstück fließt also Strom abwärts,

Digitized by Google

so daß dieser Nachteil der gewöhnlichen Schirmantenne vermieden ist. Durch die vorgesehene große Anzahl von Erdungspunkten, welche außerdem über eine große Fläche verteilt sind, wird der gesamte, für die Antenne zur Verfügung stehende Erdquerschnitt gleichmäßig für die Stromkraftlinien benutzt, wodurch die Stromdichte und die Verluste im Erdboden auf ein Minimum reduziert werden. *d* ist die Kopplung des Antennengebildes mit dem geschlossenen Sender- oder Empfangsschwingungskreis.

e) Antennenanlage für Meßzwecke.

Infolge der Veränderlichkeit der Erdbodenschichten durch atmosphärische Einflüsse kann eine nicht unwesentliche zeitliche Veränderung des Erdwiderstandes herbeigeführt werden, welche ihrerseits auf die Energieausstrahlung von Einfluß ist.

Abb. 427. Antennenanlage für Meßzwecke.

Bei den meisten Stationen der drahtlosen Praxis werden diese Einflüsse, da sie prozentual nur gering sind, ohne große Bedeutung sein.

Anders hingegen verhält es sich bei solchen Stationen, welche zu Meßzwecken dienen. Hierbei muß entweder die Erdungsanlage in das als unveränderlich anzunehmende Grundwasser gelegt, direkt am oder besser noch in das Meer hinein errichtet werden; oder, wenn dies nicht möglich ist, oder der Grundwasserspiegel zu großen Schwankungen ausgesetzt sein sollte, kann zweckmäßig eine symmetrisch auszubildende Antennenanlage mit Gegengewicht, entsprechend Abb. 427, (O. Lodge) benutzt werden. Durch diese Anordnung wird man am besten von zeitlichen Veränderungen der Bodenbeschaffenheit frei.

Allerdings ist auch bei dieser Anordnung noch der Nachteil vorhanden, daß infolge atmosphärischer Einflüsse die Kapazität der Antenne mit Gegengewicht nicht konstant bleibt, sondern Schwankungen unterworfen ist.

Auch spielt hierbei die Feuchtigkeit des Bodens unter dem Gegengewicht eine Rolle.

Ist z. B. der Boden unter dem Gegengewicht stark ausgetrocknet oder gefroren, so kann die Kapazität wesentlich verschieden sein von derjenigen, welche bei sehr feuchtem Boden vorhanden ist.

Die meisten dieser Eventualitäten werden übrigens durch die Spulenantennenausführung radikal vermieden, wozu noch die weitere Annehmlichkeit hinzukommt, daß man deren Feld ziemlich genau berechnen kann (F. Braun, 1914).

D. Luftleitergebilde bzw. Anordnungen für gerichtete drahtlose Telegraphie.

a) Zweck der gerichteten Telegraphie. Einteilung in zwei prinzipielle Anordnungen. Richtungswirkung beim Hertzschen Sender.

Bei sämtlichen unter C, a (S. 365ff.) aufgeführten Antennenformen war das Charakteristikum vorhanden, daß diese nach allen Richtungen hin gleichmäßig strahlen. Eine bevorzugte Richtung war nicht vorhanden, wenn man von einigen Anordnungen (Abb. 393. S. 371; Abb. 398 S. 373; Abb. 399 bis 401. S. 374ff., S. 377; Abb. 407. S. 379; Abb. 408, S. 380) absieht, bei denen immerhin schon ein Richteffekt möglich sein kann. Das Strahlungsdiagramm, die „Fernwirkungscharakteristik", welche aus der Auftragung der Amplituden auf den nach verschiedenen Richtungen hin von der Antennenachse als Mitte ausgehenden Radien erzielt wird, war bei all diesen gleichmäßig strahlenden

Digitized by Google

Luftleitern und in allen Abständen vom Sender, wenn von eventuellen Komplikationen durch Leitfähigkeitsunterschiede des Erdbodens, der Atmosphäre usw. abgesehen wird, eine Kreislinie (siehe Abb. 387, S. 366).

Die Folge dieser Erscheinung war in allen Fällen, daß wiederum unter Nichtberücksichtigung der verschiedenen Leitfähigkeit des Erdbodens usw. jeder gleich weit vom Sender entfernte gleichartige Empfänger von dem betreffenden Sender Schwingungen gleicher Intensität erhielt.

Diesem gerade entgegengesetzt sind die Zwecke der gerichteten drahtlosen Telegraphie. Hierbei ist beabsichtigt, die Wellen von der Senderantenne aus möglichst nur in einer einzigen bestimmten Richtung auszusenden, so daß nur der oder die in dieser Richtung liegenden Empfänger zum Ansprechen gebracht werden. Dieses wird angestrebt beispielsweise aus dem Grunde, um das Stören anderer Empfangsstationen, die am Verkehr nicht teilnehmen sollen, auszuschließen oder wenigstens zu verringern, oder auch, um die vorhandene Sendeenergie, die alsdann kleiner sein kann, nur nach der einen Richtung hin auszustrahlen und somit besser auszunutzen. Es ist hierbei allerdings die Entfernung des Empfängers vom Sender, bzw. der Punkt, in welchem die Fernwirkungscharakteristik aufgenommen wird, zu berücksichtigen. Dieselbe kann in der Nähe des Senders, insbesondere wenn die Wellenlänge groß im Verhältnis zu dem betreffenden Abstand ist, eine ganz andere sein als in großer Entfernung.

Weiterhin liegt es im Begriff der gerichteten Telegraphie, daß auch die Empfangsantenne gerichtet sein kann, so daß auch diese nur aus einer bestimmten Richtung her Schwingungen aufnimmt (z. B. Spulenantenne).

Einen besonderen Fall stellt demnach die Vereinigung der gerichteten Senderantenne mit einer gerichteten Empfangsantenne dar, welcher Fall z. B. bei den transatlantischen Marconistationen verwirklicht sein soll.

Gewünscht wird im allgemeinen also, die Energie genau in einer Linie gerichtet auszusenden. In manchen Fällen kann man sich jedoch mit einer ungleichen Energieverteilung im Raume begnügen.

In der drahtlosen Praxis ist der Fall einer tatsächlich scharfen Richtwirkung bisher nicht erreicht worden. Es war vielmehr lediglich möglich, eine bevorzugte Amplitudenrichtung zu erzielen.

Drückt man dieses durch die Form des Amplitudendiagramms aus, also durch die Fernwirkungscharakteristik, so besagt dies, daß das Diagramm in Gestalt der geraden Linie nicht erreicht werden konnte, daß hingegen eine mehr oder weniger flache Ellipse, welche die Fernwirkung für einen bestimmten Abstand vom Sender charakteristisch darstellt, mittels einiger Anordnungen erzielt werden konnte. Es war also stets eine mehr oder weniger erhebliche „Seitenstrahlung" oder „Rückenstrahlung" oder auch beides gemeinsam vorhanden, wodurch die Richtwirkung beeinträchtigt wurde.

Luftleitergebilde und Anordnungen, um die Richtwirkung zu erzielen, sind im folgenden behandelt. Alle diese für die gerichtete Sendeantenne gegebenen Ausführungen gelten, sofern nicht ausdrücklich anderes bemerkt ist, sinngemäß auch für die gerichtete Empfangsantenne.

Allen gerichteten Luftleiteranordnungen ist die Interferenz der von der Senderantennenanordnung erzeugten Wellen gemeinsam, die nach der einen Richtung hin eine Verstärkung, nach der anderen eine Schwächung hervorrufen. Man erzeugt zu diesem Zweck in der Senderanlage gleichzeitig mehrere, in ihrer Wirkung auf den Empfänger gegeneinander phasenverschobene Wellenzüge. Abgesehen von den Spiegel- und Abschirmvorrichtungen (α S. 394, γ S. 395) handelt es sich um zwei prinzipiell voneinander verschiedene Anordnungen. Bei der ersten werden mindestens zwei, meist aber mehrere senkrecht angeordnete Luftleiter benutzt, welche teils durch ihre gegenseitige Lage, teils

Digitized by Google

noch durch besondere Erregung direkt mittels Schwingungen, welche gegeneinander mit Zeitdifferenzen einsetzen, phasenverschobene Schwingungen aussenden. Der Boden, auf dem die Luftleiter errichtet sind, spielt bei dieser Anordnung keine Rolle für die Ausbildung der Fernwirkungscharakteristik.

Anders bei der zweiten Gruppe, bei welcher geknickte oder Erdantennen benutzt werden. Hierbei ist außer der Formgebung, insbesondere bezüglich des Verhältnisses des horizontalen Antennenteiles zum vertikalen, der unter der Antenne vorhandene Boden wesentlich, da eine Richtwirkung nur möglich ist, wenn die Leitfähigkeit des Bodens keine besonders große ist.

Betrachtet man als grundsätzlichste Type einer Richtungsanordnung den Hertzschen Sender (siehe z. B. Abb. 465, S. 416), so ergibt sich für einen solchen folgendes: in Achse des Senders ist die ausgestrahlte Energie gleich Null, in der Äquatorebene, also senkrecht zur Achse, ein Maximum. In der Papierebene besitzt die elektrische Feldstärke senkrecht zur Richtung des Hertzschen Oszillators einen Maximalwert, die magnetische Feldstärke in axialer Richtung des Oszillators. Senkrecht zur Papierebene, woselbst die beiden Feldstärkenkomponenten senkrecht aufeinander stehen, ist der größte Energieübertrag zu erwarten.

Wenn man jedoch einen derartigen Hertzschen Sender für die Richtungstelegraphie der Praxis baut, so findet man (F. Kiebitz, 1907), daß der erzielte Effekt mit den Erwartungen nicht übereinstimmt. Es hat dieses seinen Grund in der Nähe des Erdbodens und in der Tatsache, daß die vom Sender erzeugten elektrischen Kraftlinien praktisch stets senkrecht zum Erdboden verlaufen.

Die nachstehend beschriebenen Richtungsanordnungen genügen im allgemeinen nur dem Richtungssenden und Empfang aus einer oder höchstens zwei Richtungen. Wenn man ein Richtungssenden oder Empfangen entsprechend jedem Radius der Windrose bewirken will, so bleiben nur folgende drei Möglichkeiten übrig; die drehbare Spulenantenne mit Sender- bzw. Röhrenverstärkerempfänger, die Radiogoniometeranordnung und der Antennenstern.

b) Gerichtete drahtlose Telegraphie mittels vertikaler oder nahezu vertikaler Antennen.

a) Parabolspiegelanordnung (G. Marconi, S. Brown, R. Blochmann).

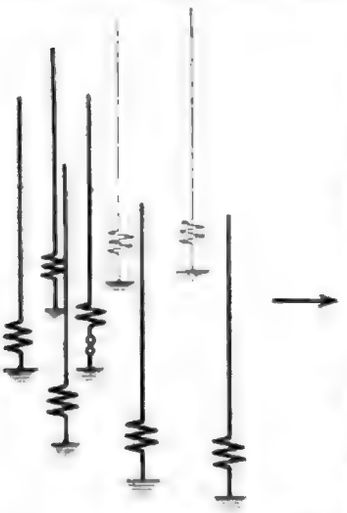


Abb. 428. Parabolspiegelanordnung.

Der naheliegendste Versuch, eine Richtungswirkung herzustellen, besteht darin, daß man, ähnlich dem Hertzschen „Parabolspiegel", um die im Brennpunkte aufgestellte vertikale Sendeantenne auf der Parabel vertikale Drähte oder Bleche aufstellt, wie dies Abb. 428 perspektivisch zum Ausdruck bringt (G. Marconi, S. Brown, 1903).

Man erhält alsdann eine bevorzugte Richtungswirkung der Strahlung in Richtung des Pfeiles.

Mit Rücksicht darauf, daß jedoch die in der drahtlosen Telegraphie verwendeten Wellenlängen mindestens mehrere 100 m lang sind, müßten die den „Spiegel" bildenden Drähte eine praktisch unzulässig große Länge haben, außerdem müßten alle Spiegeldrähte auf die betreffende Wellenlänge abgestimmt werden, um vollkommene Reflexion zu erzielen. Da es neuerdings möglich geworden ist mit dem Röhrengenerator Schwingungen kontinuierlicher und ungedämpfter Art bis zu wenigen Metern Wellenlänge (stellenweise sogar bis auf einige Zentimeter λ) herab herzustellen, gewinnt die Parabolspiegelmethode indessen wieder an

Interesse. Es soll Marconi gelungen sein, auf diese Weise und unter Benutzung von zwei Spiegeln, die auf einem Schiff aufgestellt waren, in zuverlässiger Weise Eisberge festzustellen.

Es ist auch versucht worden mit Linsen die Wellen in einem Strahl zu konzentrieren (R. Blochmann, 1903). Bezüglich dieser Bestrebungen gilt das Ausgeführte in erhöhtem Maße.

β) Drehbare Harfenantenne von de Forest.

Aus den gleichen Gründen wenig aussichtsvoll ist eine Anordnung, bei welcher der aus mehreren Drähten bestehende Antennenleiter beliebig im Kreise gedreht werden konnte (de Forest, 1904). Lag bei dieser Antenne gemäß Abb. 429 die durch die einzelnen Antennendrähte gelegte Ebene in der Richtungslinie der Sende- und Empfangsstation, so war die Wirkung auf den Empfänger am schwächsten, und sie war am stärksten, wenn die Ebene der Verbindungsdrähte senkrecht auf der Verbindungslinie der Station stand (in der Abbildung durch den perspektivisch nach vorn, wo der Empfänger zu denken ist, verlaufenden Pfeil gekennzeichnet).

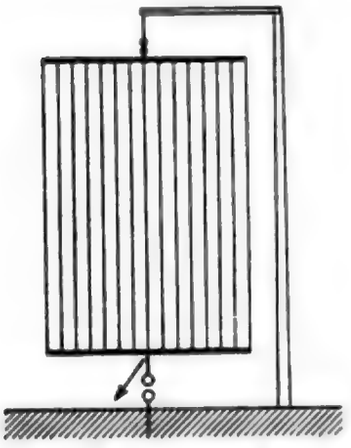


Abb. 429. Drehbare Harfenantenne.

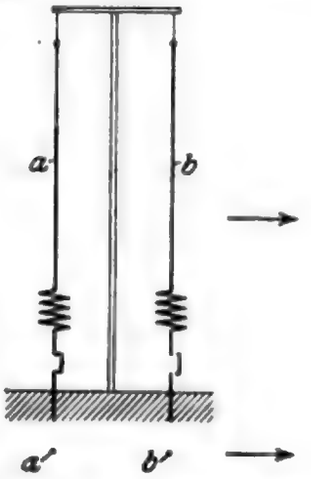


Abb. 430. Abschirmanordnung mit mehreren Antennen.

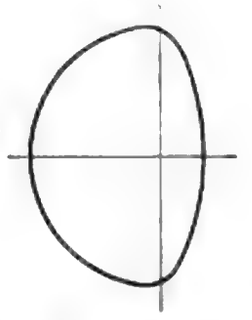


Abb. 431. Fernwirkungscharakteristik bei der Abschirmanordnung.

γ) Abschirmanordnung mit mehreren Antennen. (J. Zenneck, Telefunken.)

Erheblich aussichtsreicher, und auch heute noch nicht als abgetan zu betrachten, sind die von mehreren Seiten (J. Zenneck, 1900, Telefunken, 1905) vorgeschlagenen Antennen mit „Abschirmvorrichtung". Hierbei sind nur zwei oder drei Drähte nötig, welche zudem nahe beieinander angeordnet werden können (siehe unten), so daß nur ein normaler Antennenträger (Mast) erforderlich ist.

Die in Abb. 430 wiedergegebene Ansicht einer derartigen Antennenanordnung, wobei *a* den einen Sendedraht, *b* den anderen Sendedraht kennzeichnet, ergab folgende Wirkung:

1. Wurde in *a* der Sender eingeschaltet, *b* nicht geerdet, so wurden Zeichen auch in der Richtung des Pfeiles ausgestrahlt.
2. Wurde wiederum mit *a* gesendet, *b* hingegen geerdet, so war in Richtung des Pfeiles keine Wirkung vorhanden. Die Fernwirkungscharakteristik hat also etwa die Form von Abb. 431.
3. Wurde *a* geerdet, mit *b* gesendet, so waren auch in Richtung des Pfeiles wieder Zeichen vorhanden.

Digitized by Google

Bei einer Vervielfachung der Drahtzahl ist eine entsprechende Schirmwirkung nach den verschiedenen Richtungen hin durch Erdung der betreffenden Drähte ermöglicht, da ein geerdeter Draht, welcher der gewünschten Richtung abgewendet ist, das Aussenden von Zeichen von der Senderantenne aus nicht nennenswert schwächt. Die Leitfähigkeit des Bodens spielt bei dieser und der vorhergehenden Anordnung keine Rolle.

δ) Anordnung von zwei oder mehreren Vertikalantennen in einer Ebene.

Es sei gleich hier vorweg bemerkt, daß man zu einer anderen und für die Praxis der gerichteten Telegraphie wesentlich wichtigeren Anordnung gelangt, wenn man zwei oder mehrere geerdete Sendedrähte voraussetzt, wie dies in Abb. 432 schematisch zum Ausdruck gebracht ist. Für diese gilt alsdann folgendes:

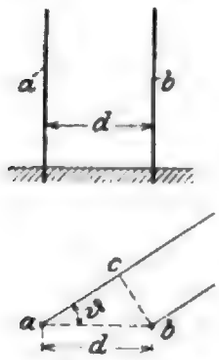


Abb. 432. Zwei Vertikalantennen in einer Ebene.

In einem beliebigen Punkt, in welchem der Empfänger aufgestellt ist, und nach welchem die beiden Antennendrähte Schwingungen hinsenden, besteht die Beziehung, daß außer der räumlichen Lage des Empfängers zu diesen Sendedrähten das Verhältnis des Abstandes dieser beiden Drähte voneinander zur Wellenlänge wesentlich ist.

Bezeichnet man in Abb. 432 den Abstand der beiden Antennen a und b, die auf die Wellenlänge λ abgestimmt sind, mit d, so gilt für einen weitentferntliegenden Punkt, in welchem die von a und b ausgehenden Wellenstrahlen als parallel angesehen werden können, daß infolge des jeweiligen und für jeden betrachteten fernen Punkt anderen Gangunterschiedes $a\,c$ eine Phasendifferenz φ erzeugt wird. Diese Phasendifferenz ist, wenn sonst die Ströme in den beiden Antennen gleichphasig sind, gegeben durch den Ausdruck

$$\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \cdot \cos \vartheta.$$

Außer dem Antennenabstand d und der Wellenlänge λ ist der jeweilige ferne Punkt gekennzeichnet durch den Winkel ϑ.

Für einen anderen Punkt der Betrachtung, eine andere Wellenlänge oder anderen Antennenabstand ist also diese Phasendifferenz eine andere. Für die Fernwirkungscharakteristik ist aber φ und somit ϑ maßgebend.

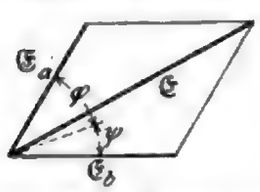


Abb. 433. Konstruktion des Vektordiagramms für die Antennen a und b.

Weiterhin kommt aber inbetracht, daß im allgemeinen die Antennen nicht mit gleichartigen, sondern vielmehr mit in der Phase gegeneinander verschobenen Schwingungen erregt werden. Diese Phasendifferenz der Ströme in zwei Antennen wird im allgemeinen mit ψ bezeichnet, und man kann alsdann für einen bestimmten Punkt des Feldes die Feldamplitude bestimmen, das „Vektordiagramm" (J. Zenneck) für den betreffenden Punkt konstruieren.

Für die beiden Feldamplituden $\mathfrak{E}_a$ und $\mathfrak{E}_b$ der Antennen a und b, welche gleich groß angenommen seien, ist diese Konstruktion in Abb. 433 durchgeführt.

Dementsprechend gilt nach einigen mathematischen Umformungen für die Größe der Amplitude des resultierenden Feldes in einem betrachteten Punkte:

$$\mathfrak{E}_0 = (\mathfrak{E}_a + \mathfrak{E}_b) \cdot \cos \frac{\varphi + \psi}{2} = (\mathfrak{E}_a + \mathfrak{E}_b) \cos \left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \vartheta - \frac{\psi}{2} \right) \cdot \sin \left(\omega t + \frac{\psi}{2} \right);$$

Digitized by Google

Hierin ist: $\mathfrak{E}_a$ = Amplitude des Feldes von a,
$\mathfrak{E}_b$ = Amplitude des Feldes von b,
$\mathfrak{E}_0$ = Amplitude des resultierenden Gesamtfeldes im betrachteten Punkte,
ψ = Phasenverschiebung hervorgerufen durch die Erregungsart der beiden Antennen.

Betrachtet man nunmehr im einzelnen den entstehenden Richteffekt und die sich ausbildenden Fernwirkungscharakteristiken für zwei gleiche geerdete Vertikalantennen, so ergibt sich folgendes:

1. Im Falle, daß in beiden Sendedrähten die Ströme gleiche Amplitude und gleiche Phase besitzen ($\psi = 0$) (siehe Abb. 434[1]) tritt bei einem Drahtabstand $= \lambda$ kein Richteffekt auf, vielmehr ist nach allen Richtungen hin die Lautstärke die gleiche. Die Strahlung ist eine maximale, da sie der Summe der Amplituden entspricht.

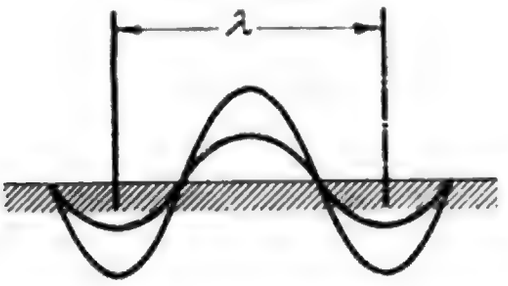


Abb. 434. In beiden Antennen Ströme gleicher Amplitude und gleicher Phase ($\psi = 0^0$).

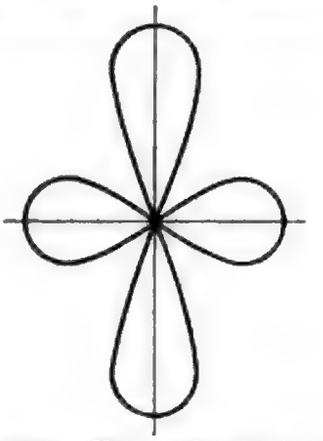


Abb. 435. Fernwirkungscharakteristik der linksstehenden Anordnung.

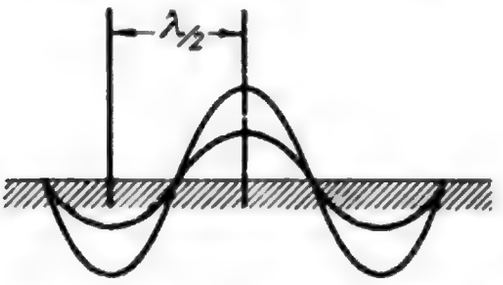


Abb. 436. In beiden Antennen Ströme gleicher Amplitude, aber Phasen um 180° gegeneinander verschoben ($\psi = 180^0$).

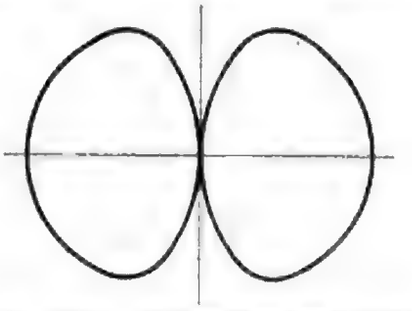


Abb. 437. Fernwirkungscharakteristik der linksstehenden Anordnung.

Die Fernwirkungscharakteristik folgt aus Abb. 435, welche zwei lemniskasenförmige Figuren darstellt. In der Antennenebene ist der Amplitudenwert stets kleiner als $\mathfrak{E}_a + \mathfrak{E}_b$, und zwar infolge der hierbei in betracht kommenden Phasendifferenz. In der Ebene senkrecht zur Antenne findet eine Addition der Einzelfelder statt. Für gerichtete Telegraphie ist diese Anordnung mithin unbrauchbar.

2. Sofern die Stromamplituden in beiden Sendedrähten zwar gleich groß, die Phasen aber um 180° ($\psi = 180^0$) gegeneinander verschoben sind, also der Fall vorhanden ist, der für die Praxis von größtem Interesse bisher ist, da es noch nicht gelungen ist, genügend betriebssicher andere Phasendifferenzen zu erzeugen, ist für einen Antennenabstand $= \lambda/2$ (Abb. 436) in Richtung der Antennenebene eine maximale Richtwirkung vorhanden. In Richtung senkrecht zur Antennenebene ist jedoch überhaupt keine Strahlung vorhanden, da sich

[1]) Der Deutlichkeit wegen sind in den Abb. 434, 436, 438, 440 die Amplitudenkurven zum Teil nebeneinander gezeichnet.

Digitized by Google

die Wirkungen der beiden Sender gegeneinander aufheben. Die Fernwirkungscharakteristik für diesen Fall gibt Abb. 437 wieder.

Diese Anordnung, welche wie die folgenden Beispiele zeigen, tatsächlich in mehreren Varianten in die Praxis Eingang gefunden hat, wäre also für gerichtete Telegraphie brauchbar, wenn man sich an der immerhin erheblichen Rücken- und Seitenstrahlung nicht stößt.

3. Wählt man aber die Stromamplitude in beiden Sendedrähten gleich groß und auch die Phasen gleich ($\psi = 0$) (Abb. 438), so ist bei einem Drahtabstand $= \lambda/2$ in Richtung der Antennenebene keine Strahlung vorhanden.

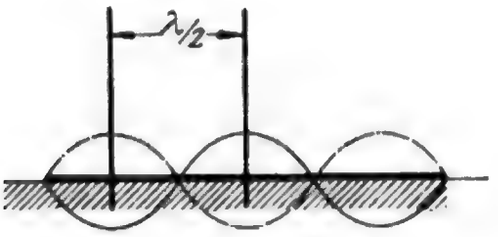


Abb. 438. In beiden Antennen Ströme gleicher Amplitude und gleicher Phase ($\psi = 0^0$).

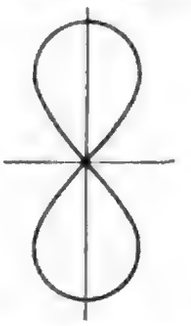


Abb. 439. Fernwirkungscharakteristik der linksstehenden Anordnung.

In Richtung senkrecht zur Antennenebene ist eine maximale Strahlung und hierdurch auch eine Richtwirkung vorhanden (siehe Abb. 439).

Diese Anordnung ist für gerichtete Telegraphie schon recht brauchbar, da die Seitenstrahlung nicht allzu erheblich ist. Allerdings ist die Rückenstrahlung ebenso groß als die Strahlung in der gewünschten Richtung.

4. Wenn die Stromamplituden gleich, die Phasen um 180° gegeneinander verschoben sind ($\psi = 180^0$), so erhält man (siehe Abb. 440) bei einem Drahtabstand $= \lambda/4$ wieder wie bei 2) eine Richtwirkung in der Antennenebene, nur ist die Lautstärke geringer als bei 2). In Richtung senkrecht zur Drahtebene

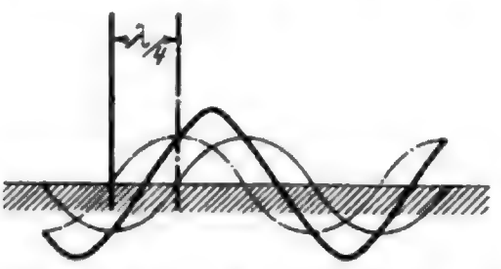


Abb. 440. In beiden Antennen Ströme gleicher Amplitude, aber Phasen um 180° gegeneinander verschoben ($\psi = 180^0$).

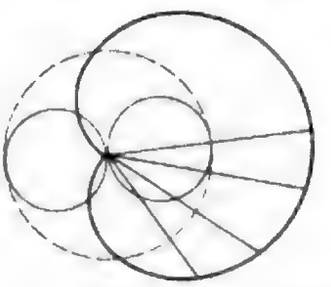


Abb. 441. Fernwirkungscharakteristik eines Antennenpaares und einer zwischen den beiden Antennen angeordneten dritten Antenne. Konstruktion der Kardioide.

ist keine Strahlung vorhanden, da sich die Wirkungen der beiden Sender aufheben. Die Fernwirkungscharakteristik ist ähnlich derjenigen von Abb. 437.

Andere Arten von Richtwirkungen, insbesondere eine einseitige scharf ausgeprägte Richtung, ohne allzu ausgesprochene Rücken- und Seitenstrahlung, sind nur zu erhalten, sofern z. B. ein gerichtetes Antennenpaar mit einer gewöhnlichen Antenne kombiniert wird (siehe unten Bellini-Tosi, F. Braun), oder man wählt die Phasendifferenz ψ derart, daß ihre Wirkung $= 0$ wird in der Antennenebene nach der einen oder anderen Seite hin $\left(\psi = \pi \pm \frac{2\pi d}{\lambda}\right)$; oder wenn man in der Antennenebene λ (in der Mitte) zwischen den beiden Antennen

Digitized by Google

eine dritte Vertikalantenne anordnet, die mit doppelt so großer Amplitude als die beiden Seitenantennen erregt wird, und wobei die Schwingungen in dieser dritten Antenne mit denen in der einen in Phase, mit den Schwingungen in der anderen um 180° in der Phase verschoben sind, so erhält man zwar in letzteren beiden Fällen keine wesentliche Verminderung der Seitenstrahlung, wohl aber ein vollkommenes Verschwinden der Rückenstrahlung. Die Anordnung ist alsdann „unilateral" oder „einseitig" geworden. Die Fernwirkungscharakteristik zeigt Abb. 441. Hierin ist auch die Konstruktion dieser neuen einseitigen Fernwirkungscharakteristik angedeutet, welche die zwei Vertikalantennen, die mit in der Phase entgegengesetzten Schwingungen ($\psi = 180^0$) erregt werden und einen Abstand $d = \frac{\lambda}{2}$ besitzen, zur Basis haben.

ε) Zweifachantenne mit halbwelligem Drahtabstand (J. Erskine-Murray, S. Brown, J. Stone-Stone).

Die Verwendung von mehreren Antennen, z. B. von zwei Antennen, welche in dem Abstande einer halben Wellenlänge voneinander aufgestellt und in ihrem unteren Teile miteinander verbunden sind (J. Erskine-Murray, 1899. S. G. Brown, 1899. J. Stone-Stone) und die bereits bis auf die untere Drahtverbindung im wesentlichen in den Vertikalanordnungen unter δ (S. 396) enthalten sind, kennzeichnet einen weiteren Schritt zur Richtungstelegraphie und ist schematsich in Abb. 442 wiedergegeben. Die unteren Enden der Antenne *a b* sind durch einen metallischen, von der Erde isolierten, aber kapazitiv mit Erde in Verbindung stehenden Leiter verbunden, in welchen die Erregerspulen, bzw. Empfängerspulen *c d* und Abstimmorgane eingeschaltet sind. Der Abstand zwischen *a* und *b* beträgt $\lambda/2$. Die in den Antennen auftretenden Ströme besitzen hierbei gleiche Amplitude, die Phase derselben ist aber entgegengesetzt ($\psi = 180^0$). Die Richtung für eine derartige Antennenanordnung, welche, wie bereits bemerkt, enthalten ist in den Anordnungen der Abb. 436, und die bis auf den unteren horizontalen Antennenteil identisch ist mit der Anordnung nach Abb. 432, sowohl als Sender als auch Empfänger, liegt in der durch die Antennen gelegten Ebene und ist durch Pfeile markiert. Die Fernwirkungscharakteristik entspricht also im großen ganzen dem Diagramm nach Abb. 437.

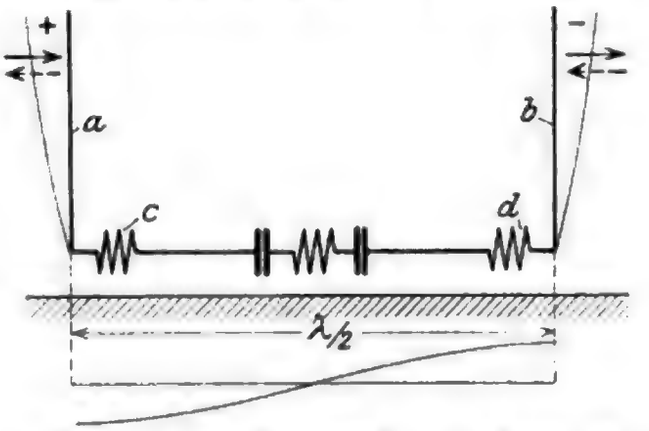


Abb. 442. Zweifachantenne mit halbwelligem Drahtabstand.

Sofern die ausgesandte oder empfangene Wellenlänge mit der räumlichen Anordnung nicht übereinstimmt, ist der Richtungseffekt nur teilweise oder bei zu großer Abweichung überhaupt nicht mehr vorhanden. Der Einfluß der Leitfähigkeit des Bodens spielt ferner bei dieser Anordnung eine erhebliche Rolle. Besitzt der Boden eine schlechte Leitfähigkeit, so kann der horizontale Antennenteil *c d* für die Richtwirkung sehr wesentlich sein.

ζ) Zweifachantenne mit halbwelligem Drahtabstand von A. Blondel.

Eine Abänderung dieser Antennenform rührt von A. Blondel (1903) her (Abb. 443). Die Ströme in den senkrechten Antennenzweigen *e* und *f* sind hierbei derartig, daß sie zwar gleich groß, aber in der Phase entgegengesetzt gerichtet

sind ($\psi = 180^0$). Infolgedessen bleibt nur die Wirkung in den horizontalen und senkrecht nach unten verlaufenden Teilen übrig. Die Richtungswirkung

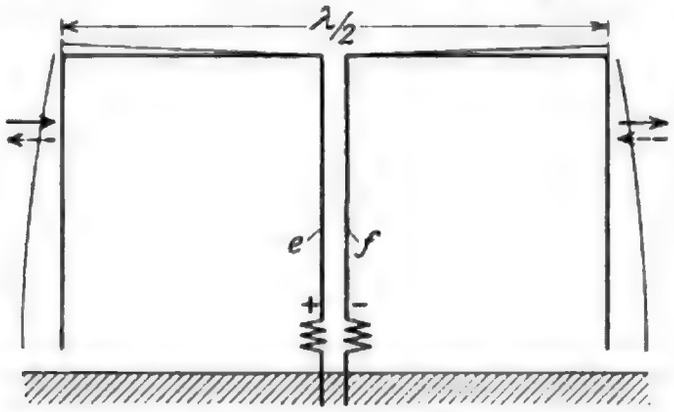


Abb. 443. Zweifachantenne mit halbwelligem Drahtabstand von A. Blondel.

ist hierbei im übrigen dieselbe wie in Abb. 436. Das Fernwirkungsdiagramm ist also im wesentlichen dasselbe wie in Abb. 437.

Die Blondelsche Anordnung dürfte die erste gewesen sein, mit der in der drahtlosen Praxis Versuche in größerem Maßstabe angestellt wurden (ca. 1908).

η) Spulen-(Schleifen-)Antenne von R. A. Fessenden.

R. A. Fessenden hat (1908) die Antennendrähte zu abgestimmten Spulen, wenn auch nur aus einer Windung bestehend, geschlossen. Die Spulenebene war senkrecht und verlief in der Sende- bzw. Empfangsrichtung. Die Spule oder Schleife, welche auch geerdet sein kann, soll im Verhältnis zur Wellenlänge kleine Dimensionen erhalten, um einen quasistationären Schwingungsvorgang zu gewährleisten. Die Ausbildung von Schwingungsknoten und -Bäuchen sollte hierbei also ausdrücklich vermieden sein.

In der Symmetrieebene ist die Strahlung einer derartigen Schleife ein Minimum.

ϑ) Moderne Spulenantenne mit Empfänger und Verstärkungsanordnung.

Durch die intensive Verstärkungsmethode (Hochfrequenzverstärkung — Audion — Niederfrequenzverstärkung) ist es ferner neuerdings möglich geworden, selbst mit außerordentlich geringen Empfangsenergiebeträgen unter Benutzung einer einfachen Spule gerichtet empfangen zu können (siehe auch Abb. 33, S. 65), da im Gegensatz zur Hochantenne, welche den elektrischen Feldvektor ausnutzt, bei der Spule der magnetische Feldvektor herangezogen wird. Infolgedessen kann man auch mit einer derartigen Spule leicht einen ausgesprochenen Richteffekt erzielen. Die maximale Empfangsenergie erhält man, wenn die Wicklungsebene gegen den fernen Sender zu gerichtet ist, da dann das Maximum an Kraftlinien die Spule durchsetzen. Das Minimum entsteht in der hierzu senkrechten Ebene. Die Richtwirkung ist besonders ausgesprochen, wenn man die Spulenwindungen eindeutig in einer Ebene, also spiralförmig anordnet. Die Spule kann hierbei sehr kleine räumliche Dimensionen haben, und es genügt beispielsweise, um auf eine Distanz bis zu etwa 4000 km von einer Großstation zu empfangen, daß eine Spule von 1,5 m Durchmesser, welche über einen Drehplattenkondensator geschlossen ist, und mit welcher Anordnung der Verstärker verbunden ist, verwendet wird. Eine derartige Spule kann in einfacher Weise mechanisch gedreht und hierdurch die Richtung der fernen Sendestation bestimmt werden (siehe S. 550 ff.).

Digitized by Google

i) Radiogoniometeranordnung von A. Artom und E. Bellini-A. Tosi.

Der Ausgangspunkt der Goniometeranordnung von Artom und Bellini-Tosi (siehe auch Abb. 32, S. 59 und II, Abb. 978—982, S. 137—140) war der, daß zwei unter 90° gegeneinander versetzte Antennen benutzt wurden, wobei der Neigungswinkel jeder Antenne gegen die Erdoberfläche 45° betrug. Die Antennen sollten mit Schwingungen erregt werden, deren Phasendifferenz 90° ausmachte. Es sollten auf diese Weise für die Richtungswirkung zirkularpolarisierte Wellen erzeugt werden.

Mit Rücksicht auf die Nähe der Erdoberfläche und das hierdurch bedingte Senkrechtstehen der elektrischen Kraftlinien konnte jedoch der beabsichtigte Effekt offenbar nicht erreicht werden. Eine Erklärung der Richtwirkung bei der Artom-Bellini-Tosi-Anordnung kann in folgendem gefunden werden.

Ein den Zweifachantennen mit halbwelligem Abstand ähnlicher Ausführungsgedanke liegt den Anordnungen von A. Artom (1907) und E. Bellini-A. Tosi (1908) zugrunde, welche in den Abb. 444—447 schematisch dargestellt sind. Die Antennen werden hierbei jedoch zweckmäßigerweise nicht senkrecht in die Höhe geführt, was bei dem großen Abstande der Drähte voneinander mehrere (zwei bzw. vier) Masten erforderlich machen würde, sondern sie sind in ihrem oberen Teile nahe zusammengeführt.

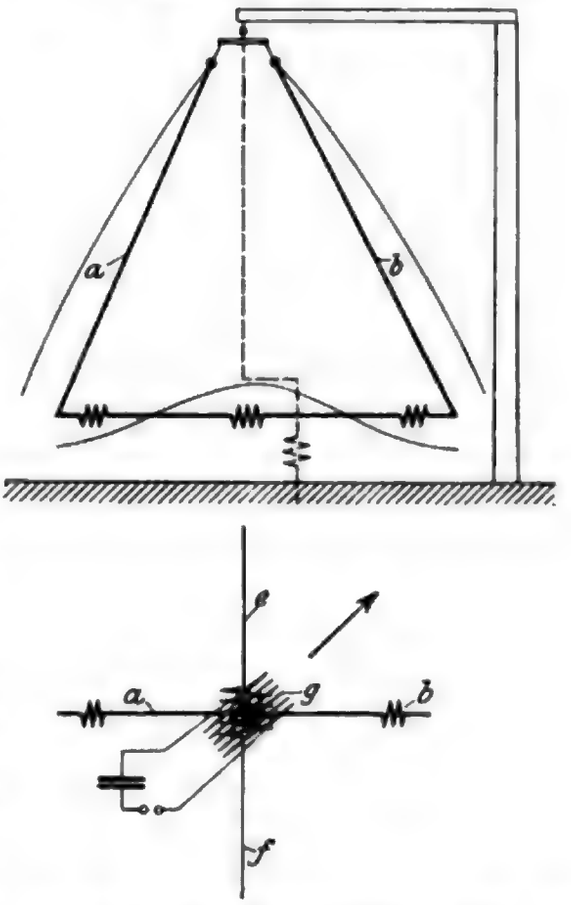


Abb. 444. Radiogoniometeranordnung von A. Artom und E. Bellini-A. Tosi.

Außerdem werden, um alle Richtungen der Windrose kontinuierlich bestreichen zu können, und dieses ist der überaus große Vorteil dieser Radiogoniometeranordnung gegenüber den anderen bisher behandelten Richtantennen (mit Ausnahme der praktisch nicht in betracht kommenden drehbaren Harfenantenne von de Forest und des in dieser Beziehung nicht sehr genau arbeitenden Spulenrichtempfängers mit Verstärker), welche entweder überhaupt nicht oder nur mittels besonderer Komplikationen und alsdann meistens auch nur sprungweise und nicht kontinuierlich ihre Richtung variieren können, nicht nur ein Antennenpaar *a b*, sondern vielmehr zwei Antennenpaare *a b* und *e f* benutzt, deren Ebenen senkrecht aufeinander stehen. Zur Erzeugung von ungleichphasigen Strömen läßt man die Antennen in der zweiten Oberschwingung schwingen.

Man erhält auf diese Weise vier besonders bevorzugte Richtungen und müßte, wenn man die Richtungen verändern will, die Antenne drehen, was jedoch zuerst Artom und später Bellini-Tosi in der Weise glücklich vermieden haben, daß sie die Antennenpaare feststehen ließen und in die Schnittstelle der unteren Antennenverbindungen eine besondere Spulenkombination, entsprechend Abb. 444 (Grundriß), eingeschaltet haben. Diese Kombination besteht aus zwei gleichartigen, dicht übereinander aber mit 90° in ihrer Achsrichtung gegeneinander angeordneten Spulen (über Aufbau und Konstruktion siehe

Digitized by Google

II, S. 137 ff.), welche auf eine dritte Spule, die im Innenraum besonders drehbar angeordnet ist, induziert. Diese dritte Spule *g*, welche in der Abbildung der Deutlichkeit halber entgegen den Ausführungen der Praxis mit größerem Durchmesser als dem der beiden anderen Spulen gezeichnet ist, wird entweder in den Senderkreis, wenn mit der Anordnung gesendet werden soll, oder mit dem Empfänger, wenn empfangen werden soll, verbunden. Diese Spulenkombination, welche „Radiogoniometer" genannt wird, hat für Sendezwecke allerdings ein etwas anderes Wicklungsverhältnis und andere Leiterquerschnitte als für den Empfänger. Im Prinzip stimmen aber beide Anordnungen überein, und es läuft stets die Richtungsebene durch diese drehbare Goniometerspule hindurch, wobei allerdings zu beachten ist, daß die Richtungswirkung sowohl nach der einen Seite als auch nach der um 180° hiergegen verschobenen Seite übereinstimmt.

Selbstverständlich ist es auch möglich, anstelle der dargestellten Antennenanordnung andere Formen zu benutzen. Wesentlich ist es, daß die Antenne einen möglichst geschlossenen Schwingungskreis darstellt, und daß sie tunlichst symmetrisch in einer Ebene verläuft, wobei bezüglich des letzteren Punktes allerdings zu beachten ist, daß auch eine Rahmen- oder Zylinderspule entsprechend großer Dimensionen für die Antenne Anwendung finden kann. Ferner

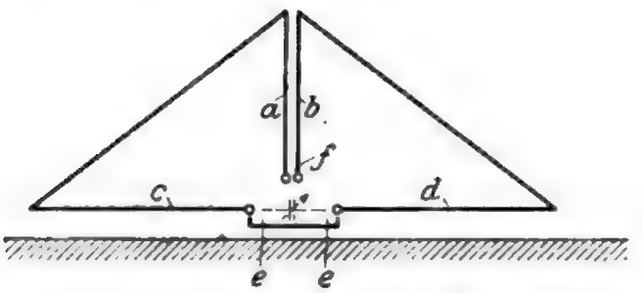


Abb. 445. Radiogoniometerantenne für transportable Stationen.

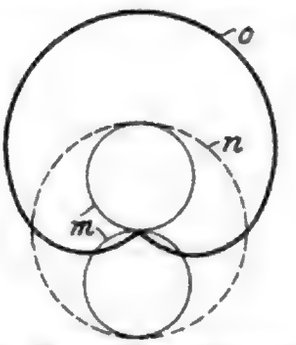


Abb. 446. Fernwirkungscharakteristik der Radiogoniometeranordnung (*m*) und der Anordnung mit allseitig strahlender Antenne (*o*).

ist es notwendig, die Antennen scharf abzustimmen, was im allgemeinen, z. B. bei Richtungsbestimmung und Frequenzen, rasch geschehen muß.

Das Kennzeichen aller dieser für den Richtempfang geeigneten Antennen besteht darin, daß die Maximalwirkung im Empfänger eintritt, sobald die Antennenebene senkrecht zu dem magnetischen Feld der ankommenden elektrischen Wellen verläuft. Infolgedessen hat sich besonders eine Form gemäß Abb. 445, namentlich bei transportablen drahtlosen Stationen bewährt. Die senkrechten Antennenteile *a* und *b* werden von einem Mast aufrecht erhalten, die horizontal verlaufenden Antennenleiter *c* und *d* sind isoliert von der Erde angeordnet.

Die Anordnung kann nun so getroffen werden, daß während an den Punkten *f* das Goniometer liegt, *c* und *d* zwischen den Punkten *e* offen ist. Es werden alsdann die kleinen Wellenlängen empfangen. Um größere Wellenlängen empfangen zu können, kann zwischen die Punkte *e* ein veränderlicher Kondensator geschaltet werden, wie dies in Abb. 445 gestrichelt eingezeichnet ist.

Wenn man die Punkte *e* leitend überbrückt, wird die Anordnung geeignet, noch größere Wellenlängen aufnehmen zu können.

Außer besonderen Vorteilen mit Bezug auf leichten und billigen Aufbau ist noch der weitere Vorteil einer verhältnismäßig großen Lautstärke und der Unabhängigkeit von den Erdbodenverhältnissen vorhanden.

Die Fernwirkungscharakteristik der Radiogoniometeranordnung ist in Abb. 446 durch die Kreislinien *m* dargestellt. Die Verbindungslinie der Kreis-

mitten läuft durch die Mittelebene der Spule g (in Abb. 444 und 447 strichpunktiert). Die Fernwirkungscharakteristik dreht sich also zusammen mit der Wicklungsebene der Goniometerspule herum.

Benutzt man das Radiogoniometer als Sender, so erhält man bei Erregung der drehbaren Spule für einen von der Anordnung fernen Punkt:

$$(\mathfrak{E}_a + \mathfrak{E}_b)\cos\varrho \cdot \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda}\cdot\cos\vartheta\right) = (\mathfrak{E}_a + \mathfrak{E}_b)\cos\varrho\cdot\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda}\cdot\cos[\varrho-\mu]\right)$$

$$\mathfrak{E}_a + \mathfrak{E}_b)\sin\varrho\cdot\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda}\cdot\sin\vartheta\right) = (\mathfrak{E}_a + \mathfrak{E}_b)\sin\varrho\cdot\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda}\cdot\sin[\varrho-\mu]\right).$$

Die hierin vorkommenden Winkel sind aus Abb. 447 zu entnehmen. Die Amplitude des Gesamtfeldes in dem betrachteten Punkte ist also:

$$\mathfrak{E}_0 = (\mathfrak{E}_a + \mathfrak{E}_b)\cos\varrho\sin\left[\frac{\pi d}{\lambda}\cos(\varrho-\mu)\right] + (\mathfrak{E}_a + \mathfrak{E}_b)\sin\varrho\sin\left[\frac{\pi d}{\lambda}\sin(\varrho-\mu\right].$$

Da nun infolge der Gleichheit der Antennenausführung $\mathfrak{E}_a = \mathfrak{E}_b$ ist, erhält man, wenn d sehr klein ist im Verhältnis zur Wellenlänge, also $d < \frac{\lambda}{4}$

$$\mathfrak{E}_0 = 2\,\mathfrak{E}_a\frac{\pi d}{\lambda}\cdot\cos\mu.$$

Der Vollständigkeit halber sei darauf hingewiesen, daß man die Richtungsbestimmung auch aus dem Verhältnis der in den Goniometerspulen fließenden Ströme bewirken kann, daß jedoch diese Anordnung wegen ihrer Kompliziertheit meistens nicht zur Anwendung gelangen wird.

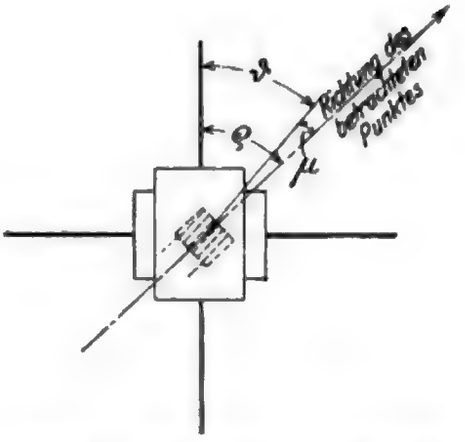


Abb. 447. Winkelbestimmung beim Radiogoniometer.

Durch besondere Mittel ist es nun möglich, auch nur eine einseitige Richtung zu erzielen (siehe auch unten die F. Braunsche Anordnung mit drei Antennen), was um so wesentlicher ist, als man bei einer 360° Drehung des Goniometers zwei Maxima und zwei Minima erhält, ein Übelstand, der sich allerdings durch geschickten konstruktiven Aufbau und durch entsprechende Betriebsvorschriften einigermaßen eliminieren läßt. Tosi und Bellini haben dies dadurch erreicht, daß sie mit dem gerichteten Antennenpaar, bzw. den beiden Paaren eine gleichförmig strahlende Antenne kombiniert haben, welche, wie in der schematischen Abb. 444, gestrichelt angedeutet, in der Mittelachse des Antennensystems angeordnet wird.

Auch diese Anordnung gilt sowohl für den Sender als auch für den Empfänger.

Die Fernwirkungscharakteristik, also das Amplitudendiagramm (Richtungsdiagramm), ist bei diesen einseitig gerichteten Antennen besonders interessant. Es ist gleichfalls in Abb. 446 wiedergegeben.

Hier bedeuten m die Strahlungsdiagramme für die gerichteten Antennen, entsprechend Abb. 444 bzw. 445, n die gleichförmige Strahlungskreislinien-charakteristik der mittleren ungerichteten Antenne. Durch einfache Konstruktion (wie bei Abb. 441) erhält man alsdann die sich so ergebende Gesamtstrahlung, welche im vorliegenden Falle in der Kardioide o besteht.

Für die Praxis bieten die zur Erzeugung der einseitigen Richtwirkung erforderlichen Mittel eine neue Komplikation. Infolgedessen dürfte diese Anordnung meist keine Anwendung finden.

Digitized by Google

Ein Nachteil dieser Radiogoniometeranordnung ist der, daß die Antennenanordnung, insbesondere auf einem Schiffe, woselbst z. B. in der Takelage oftmalige Veränderungen stattfinden, recht kapazitätsempfindlich ist, wodurch die erzielten Resultate erheblich gefälscht werden können. Nachteilig ist ferner, daß infolge der erforderlichen Drehbarkeit die Innenspule g räumlich nur klein sein kann, und daß infolgedessen der Sender- oder Empfängerkreis nur verhältnismäßig lose mit den Antennensystemen koppelbar ist. Als wesentlicher Nachteil kommt ferner hinzu, daß bei Veränderung der Wellenlänge auch die Kopplung eine andere wird. Um beim Empfänger genügende Energie dem Detektor zuführen zu können, ist eine möglichst feste Kopplung erforderlich, was aber in Abhängigkeit von der Wellenlänge die Genauigkeit des Apparates als Richtempfänger wesentlich beeinträchtigt, also die Mißweisung erhöht.

In welcher Weise diese Nachteile wenigstens in der Hauptsache bei den Ausführungen der Praxis vermieden werden können, gibt die Ausführung (Abb. 981, S. 138) wieder.

Selbstverständlich kommt die Leitfähigkeit der Erdbodenoberfläche unter der Antennenanordnung wesentlich inbetracht. Hat man eine extrem gute Leitfähigkeit, so ist die Richtungswirkung dieses Antennengebildes ähnlich wie bei den Anordnungen D α γ. Dieser Fall wird also stets bei Richtantennen, welche auf Schiffen montiert sind, vorhanden sein. Hat man hingegen einen schlecht leitenden Untergrund, so kann nicht nur an sich die Richtwirkung eine wesentlich andere sein, sondern es ist auch möglich, daß der horizontale Teil in ähnlicher Weise inbetracht kommt wie bei der geknickten Antenne von Marconi. Für die Lautstärke ergeben ein möglichst trockener Boden und niedriger Grundwasserspiegel die besten Verhältnisse.

$\varkappa$) Mehrfachantennenanordnung von F. Braun.

Wesentlich verschieden von den bisherigen Richtantennen ist eine Anordnung von F. Braun (1906), wovon Abb. 448 eine perspektivische Ansicht und eine Draufsicht gibt. Die drei Antennendrähte $a\,b\,c$ sind in den Ecken eines gleichseitigen Dreieckes angeordnet. Die Erregung dieser Antennen findet in der Weise statt, daß z. B. b und c gleichphasig schwingen, und daß die Schwingung in a um 270° in der Phase hiergegen verschoben ist. Man erhält alsdann ein Amplitudenverhältnis von 1 : 0,5 : 0,5 in den Antennen a, b und c, deren Abstand $\lambda/4$ beträgt; diese Anordnung kommt also auf zwei gerichtete und eine ungerichtete Antenne hinaus.

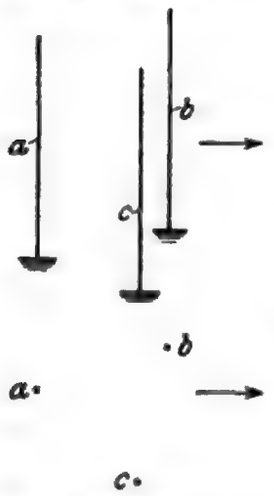


Abb. 448. Mehrfachantennenanordnung von F. Braun.

Eine besonders ausgeprägte Richtungswirkung erhält man in Richtung des Pfeils, während in der entgegengesetzten Richtung die Wirkung nur außerordentlich gering ist. Das erzielte Richtungsdiagramm ist dem von Abb. 446 Kurve o entsprechend, mithin eine Kardioide. Die Anordnung ergibt also den Vorteil einer zum Teil reduzierten Seitenstrahlung und einer auf ein Minimum verringerten Rückenstrahlung.

Übrigens kann man auch durch Anwendung eines Schalters, mittels dessen man jeweilig die eine oder andere Antenne, bzw. Antennengruppe an die Hochfrequenzquelle, welche phasenverschobene Schwingungen erzeugt, anschaltet, mindestens innerhalb einiger Stufen die erzielte Richtung drehen.

Digitized by Google

λ) Paarige Mehrfachantennenanordnung für gerichtete Telegraphie.

Die unter ϰ (S. 404) dargestellte Mehrfachantennenanordnung von F. Braun mit drei Antennen zeigte bereits den Vorteil einer außerordentlich verringerten Rückenstrahlung — dieselbe ist zu Null oder nahezu Null geworden — jedoch noch einer verhältnismäßig erheblichen Seitenstrahlung, welche allerdings bei der Vierfachantennenanordnung von Braun stark reduziert war.

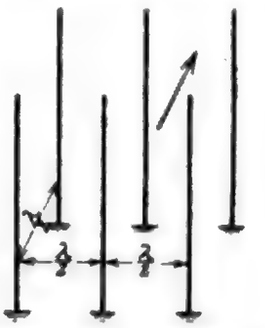


Abb. 449. Paarige Mehrfachantennenanordnung für gerichtete Telegraphie.

Wenn es umgekehrt darauf ankommt, die Seitenstrahlung besonders zu vermindern, und man den Nachteil einer erheblichen Rückenstrahlung in Kauf nehmen will, so kann man dies mit einer Antennenanordnung gemäß Abb. 449 bewirken, bei welcher allerdings insgesamt sechs Antennen und zwar drei Antennenpaare nötig sind. Der Abstand der Antenne jedes Paares beträgt $\lambda/2$, und es werden die beiden äußeren Antennenpaare mit der halben Energie des mittleren Antennenpaares erregt.

Abb. 450. Fernwirkungscharakteristik bei der paarigen Mehrfachantennenanordnung.

Die sich ergebende Fernwirkungscharakteristik kann noch schwächer ausfallen als diejenige von Abb. 439 und beispielsweise die Form von Abb. 450 haben. Der Nachteil dieser Anordnung ist, wie bereits bemerkt, die sehr erhebliche Rückenstrahlung, welche der Richtstrahlung genau gleich ist.

c) Gerichtete drahtlose Telegraphie mittels horizontaler, nahezu horizontaler oder Erdantennen.

α) Schrägantennenanordnung von F. Braun.

Wohl der erste Versuch mit einer nahezu dem Erdboden parallel verlaufenden Antenne wurde von F. Braun 1902 angestellt.

Die Anordnung kennzeichnet Abb. 451 schematisch. *a b* ist die als Empfänger benutzte Antenne, in welche ein mit dem Empfangsindikator gekoppelter geschlossener Schwingungskreis *c* eingeschaltet ist. Dieser Empfänger zeigte

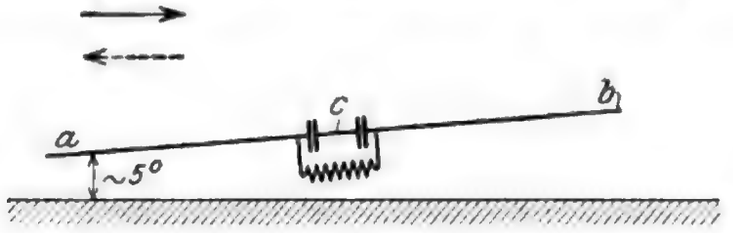


Abb. 451. Schrägantennenanordnung von F. Braun.

einen ausgesprochenen Richteffekt, wenn die ankommenden Schwingungen in Richtung des stark ausgezogenen Pfeiles auf die Antenne auftrafen, was in Übereinstimmung der Richtung des elektrischen Feldes der ankommenden Schwingungen erklärlich ist. Im übrigen ist zu beachten, daß die Antenne kapazitiv mit der Erde gekoppelt ist.

Für das Senden tritt der beste Richteffekt in der entgegengesetzten, durch einen punktierten Pfeil gekennzeichneten Richtung auf. Dieser Richteffekt ist bei dieser und den folgenden Antennen vorhanden, sobald der unter der Antenne befindliche Erdboden schlecht leitet. Der Richteffekt verschwindet entsprechend bei sehr gut leitendem Boden.

Digitized by Google

β) Geknickte Antenne von G. Marconi (H. v. Hörschelmann).

Die geknickte Marconi-Antenne (Abb. 452), welche von Marconi seit 1905 bei seinen transatlantischen Stationen benutzt wird (siehe Abb. 31, S. 58), besitzt mindestens in der direkten Antennenumgebung eine sehr ausgeprägte Richtwirkung sowohl für den Sender als auch für den Empfang. Die Sendeanordnung, welche nahezu mit einer von de Forest (1904) angegebenen Form übereinstimmt und aus einem relativ niedrigen vertikalen Teil $a\,b$, der geerdet ist, und einem langen horizontal verlaufenden Teil $b\,c$ besteht, hat den stärksten Richteffekt in Richtung des Pfeiles. Das Bild der Fernwirkungscharakteristik — allerdings in großer Nähe der Senderantenne aufgenommen — mit Detektor und Galvanometer gibt Abb. 453 wieder. Die Pfeilrichtung ist entsprechend eingetragen, so daß die Wirkung des maximalen Richteffektes der zum Teil sehr wesentlichen Seitenstrahlung und großen Rückenstrahlung ersichtlich ist. Für die Empfangsantenne ist gleichfalls die Ebene, welche durch den vertikalen und horizontalen Antennenteil gelegt werden kann, diejenige, in welcher der stärkste Richtungseffekt vorhanden ist. Auch hierfür gibt der Pfeil die Maximalwirkung und Richtung an. Die Fernwirkungscharakteristik entspricht etwa Abb. 453, bei Drehung um 180°.

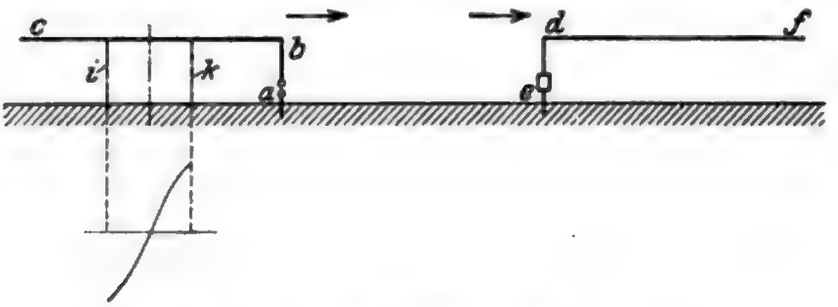


Abb. 452. Geknickte Antenne von G. Marconi.

Am kleinsten ist die Strahlwirkung einer derartigen Antenne in der Richtung, welche fast senkrecht zu $b\,c$ und für den Empfänger nahezu senkrecht zu $d\,e$ steht, also im Diagramm entsprechend dem Fahrstrahl 0—110° und 0—250°.

Für die Erklärung ist die Erde mindestens in unmittelbarer Nähe der geknickten Antenne als nicht besonders gutleitend anzusehen, da bei einer sehr guten Leitfähigkeit des Erdbodens eine Richtwirkung nicht möglich ist, weil für die Fernwirkung der horizontale Antennenteil, wenn man die Erdung der Antenne sich durch ihr Spiegelbild ersetzt denkt, für die allein in Rede stehende große Entfernung vom Sender aus der Betrachtung ausscheidet und nur der vertikale Teil übrig bleibt, welcher nach allen Richtungen hin gleichförmig strahlt.

Wenn man jedoch eine mittlere Leitfähigkeit der Erde annimmt, so lassen sich unter der geknickten Antenne, hauptsächlich in der Nähe der Erdoberfläche, mehr oder weniger starke Erdströme nachweisen, welche insbesondere in der Nähe der senkrechten Projektion der Antennenmittel ausgesprochen sind und Maximalwerte entgegengesetzter Phase besitzen.

Infolgedessen erklärt H. v. Hörschelmann (1911) die Wirkung der geknickten Marconi-Sendeantenne durch einen vertikalen Schwingungsvorgang, der sich in unmittelbarer Nähe des Senders im Erdboden abspielt. Er nimmt an, daß symmetrisch zur Antennenmitte die in Abb. 452 punktiert eingezeichneten vertikalen Antennen $i\,k$ im gegenseitigen Abstande der tatsächlichen Antennenhöhe vorhanden seien, welche Ströme gleicher Amplituden aber entgegengesetzter Phase ($\psi = 180°$) erzeugen, mithin einen Fall darstellen, welcher oben gelegentlich der Besprechung von Abb. 436 berücksichtigt wurde. Das Vorhanden-

Digitized by Google

sein dieser Schwingungsvorgänge ist also an eine gewisse mittlere Leitfähigkeit gebunden, und der Richteffekt ist um so größer anzunehmen, je geringer die Leitfähigkeit des Erdbodens ist, um allerdings bei sehr kleinen Größen der Leitfähigkeit wieder schwächer zu werden.

Wesentlich ist noch, wie schon oben ausgeführt, daß, sofern die geknickte Antenne auf einem Boden außerordentlich guter Leitfähigkeit angeordnet ist, ein Richteffekt nicht zustandekommen könnte. Es genügt aber bereits, daß in unmittelbarer Umgebung der Erdantenne weniger gut leitender Erdboden vorausgesetzt werden kann, da alsdann die Fortleitung der phasenverschobenen Schwingungen bei ihrem Eintritt in Abschnitte mit sehr gut leitendem Erdboden nicht mehr wesentlich beeinflußt werden kann.

Tatsächlich ist nachgewiesen worden, daß die auf Grund dieser Theorie unter Zugrundelegung der von den theoretisch angenommenen Vertikalantennen zusammen mit dem tatsächlich vorhandenen vertikalen Antennenteile *a b* hervorgerufenen Amplituden und Richtkurven übereinstimmen mit den an der Marconischen geknickten Antenne in unmittelbarer Nähe derselben tatsächlich gefundenen Amplituden und Richtungskurven, also Abb. 453 entsprechen.

Andererseits kann nicht verschwiegen werden, daß von verschiedenen Seiten nicht nur die Richtwirkung der geknickten Marconiantenne bezweifelt, sondern vielmehr auch nachgewiesen worden ist, daß gerade in der nahezu senkrechten Ebene zu der geknickten Antenne, in welcher die geringste Ausstrahlung vorhanden sein soll, (also in Richtung 0—110° und 0—250°) tatsächlich sehr erhebliche Fernwirkungen beobachtet worden sind. Marconi selbst hat für den gerichteten Verkehr Glacebay in Amerika mit Clifden in Irland festgestellt, daß eine einwandsfreie und deutliche Verständigung mit Buenos Aires von Glacebay aus ermöglicht war, welches annähernd auf der Linie geringster Fernwirkung liegt. Da hierbei die Wellen vorwiegend über Land, also über relativ schlecht leitenden Boden hinweggehen, ist eine Erklärung dieser auffälligen Tatsache nicht ohne weiteres möglich.

Es scheint allerdings, als ob die Entfernung zwischen gerichteter Sende- und Empfangsantenne nicht unwesentlich ist. Für geringe und auch mittlere Entfernungen ist ein Richteffekt zweifelsfrei nachgewiesen worden. Bei großen Abständen des Senders vom Empfänger hingegen ist es denkbar, daß der Richteffekt einfach dadurch verschwindet, daß der Phasenunterschied aufhört.

Um die große Amplitude der resultierenden Schwingung zu erhalten, setzt man, wie schon zum Ausdruck gebracht, nach v. Hörschelmann anstelle der geknickten Antenne *a b c*:

1. den vertikalen Antennenteil *a b*, der die Amplitude der Feldstärke $\mathfrak{E}_{ho}$ ergibt und
2. die angenommene Doppelantenne *i k*, welche mit um 180° in der Phase gegeneinander verschobenen Schwingungen schwingt, und wobei ferner die Phase des Feldes der Antenne *i h* gegenüber derjenigen in *a b* um 45° nachhinkt.

Es ergibt alsdann:

$$\mathfrak{E}_m = \mathfrak{E}_{ho} \cdot \frac{1}{h} \cdot \frac{1}{2\pi h} \cdot \frac{\lambda}{\sqrt{2\sigma\lambda v}}$$

hierin ist

$\mathfrak{E}_m$ = die Amplitude der Feldstärke der Doppelantenne *i k*
$\mathfrak{E}_{ho}$ = die Amplitude der Feldstärke des vertikalen Antennenteiles *a b*
σ = Leitvermögen des Erdbodens in C G S
v = Lichtgeschwindigkeit in C G S.

Digitized by Google

Es ist ferner die Amplitude der Feldstärke der angenommenen Doppelantenne $i\,k$ in einem fernen Punkte, welcher mit dem Horizontalteile $c\,b$ den Winkel ϑ bilden möge (siehe Abb. 456).

$$\mathfrak{E}_m = 2\,\mathfrak{E}_m \cdot \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda}\cdot\cos\vartheta\right) \geqq 2\,\mathfrak{E}_m \cdot \frac{\pi h}{\lambda}\cos\vartheta.$$

Wenn man die drei so erhaltenen Amplituden der Feldstärken superponiert, erhält man für das Feld der resultierenden Schwingung $\mathfrak{E}_0$:

$$\mathfrak{E}_0 = \mathfrak{E}_{h_0}\sqrt{1+\beta^2\cos^2\vartheta + \sqrt{2}\cdot\beta\cos\vartheta},$$

worin ist

$$\beta = \frac{1}{h}\cdot\frac{1}{\sqrt{2\sigma\lambda\nu}}.$$

Damit ein guter Richteffekt eintritt, muß β nicht allzu klein sein. Ein Wert $\beta = 4$ (schlecht leitender Erdboden) ist z. B. günstig (siehe Abb. 454).

Auch für $\beta = 1$ erhält man noch brauchbare Werte.

Für $\beta = 0{,}15$ ist die Anordnung für Richtwirkung unbrauchbar.

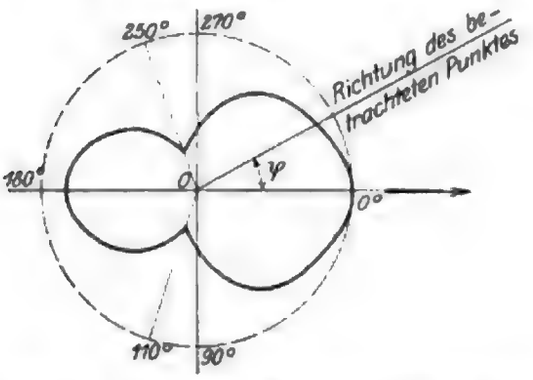


Abb. 453. Allgemeine Fernwirkungscharakteristik der geknickten Antenne.

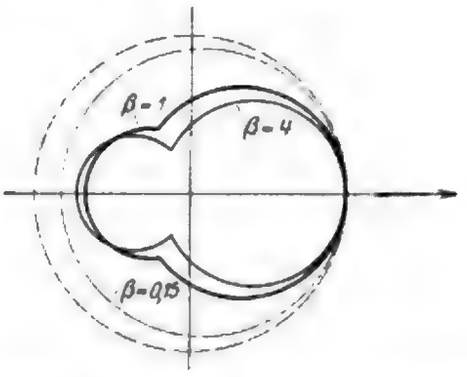


Abb. 454. Fernwirkungscharakteristiken bei verschiedenen Erdbodenleitfähigkeiten.

Sofern die geknickte Antenne sehr niedrig und langgestreckt ist, erhält man ein Fernwirkungsdiagramm gemäß Abb. 453.

Die Vorteile der geknickten Antenne sind:

1. Ihre Richtwirkung bei günstigen Erdbodenverhältnissen, wenigstens in unmittelbarer Nähe des Senders, so daß sich phasenverschobene Schwingungen ausbilden können.
2. Einfache und relativ billige Herstellung selbst bei Antennen für sehr hohe Engergien und Entfernungen.
3. Vermögen, große Energien aufzunehmen, ohne wesentliche Sprühverluste auszuweisen, infolge ihrer namentlich gegenüber Schirm- und ähnlichen Antennen größeren Dämpfung.

Dieser Vorteil ist so erheblich, daß er voraussichtlich auch dann, wenn überhaupt keine Richtungswirkung vorhanden wäre, der geknickten Antenne, namentlich bei Großstationen, das Übergewicht sichern würde.

Für die geknickte Marconiantenne als Empfänger kann man wohl ebenfalls die v. Hoerschelmannsche Auffassung für den Sender zugrunde legen, ohne befürchten zu müssen, daß man einen zu großen Fehler begeht.

Man kann auf diese Weise die geknickte Antenne als zwei entgegengesetzte Dipole ansehen.

Tatsächlich ergibt sich, wie schon zum Ausdruck gebracht, ein ausgesprochener Richtungseffekt für den Empfänger in der durch den vertikalen und horizontalen

Digitized by Google

Antennenteil gelegten Ebene und in Richtung des in Abb. 453 eingezeichneten Pfeiles.

Eine mindestens in qualitativer Hinsicht befriedigende Erklärung der gerichteten Antenne für Empfangszwecke ist von J. Zenneck (1908) gegeben worden.

Zenneck setzt keinen extrem gut leitenden Boden voraus und nimmt demgemäß eine nach vorn übergebeugte Richtung der ankommenden Wellenzüge an. Man kann sich alsdann die Empfangsfeldamplitude $\mathfrak{E}_0$ zerlegt denken in $\mathfrak{E}_v$ und $\mathfrak{E}_h$ (siehe Abb. 456). Hierdurch werden die Spannungen V_v und V_h hervorgerufen. Bei der gezeichneten Lage der Antenne und der ankommenden Welle addieren sich, da die erzeugten Spannungen gleichphasig sind und da nicht ein Drehfeld sondern ein reines Wechselfeld am Empfänger angenommen wurde, $V_v + V_h$ und rufen einen Summationsstrom J hervor.

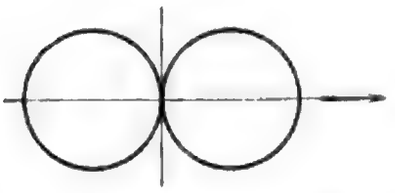


Abb. 455. Fernwirkungscharakteristik bei sehr langgestreckter Antenne, bzw. sehr großem β.

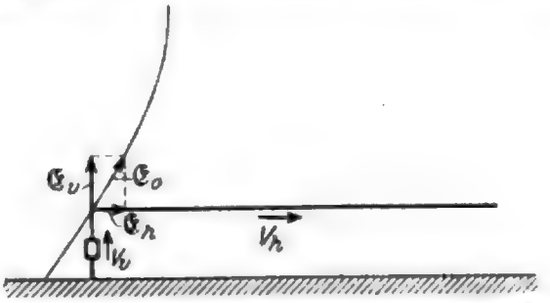


Abb. 456. Zerlegung der Empfangsamplitude.

Würde man die Antenne um 180° drehen, so würden bei der Lage der ankommenden Wellen V_v und V_h sich entgegenwirken, und der entstehende Strom J würde der Differenz der beiden Spannungen entsprechen.

Bei der 90° und 270° Stellung kommt nur die vertikale Spannungskomponente V_v in betracht, da alsdann die Horizontalkomponente verschwindet.

Hierbei und für die Zwischenstellungen ist allerdings das Verhältnis des horizontalen Antennenteiles zum vertikalen maßgebend. Außerdem ist, wie stets bei der geknickten Antenne, die Leitfähigkeit des Erdbodens wesentlich.

Da bei der geknickten Antenne die Leitfähigkeit des Erdbodens mindestens in unmittelbarer Nähe unter der Antenne eine so wesentliche Rolle spielt, sind auch Witterungseinflüsse von erheblicher Bedeutung.

γ) Kombination mehrerer geknickter, mit phasenverschobenen Schwingungen erregter Antennen für Richtungstelegraphie von J. Zenneck.

Sämtliche bisher angeführte Antennenanordnungen für Richtungstelegraphie, mit alleiniger Ausnahme der Anordnung von F. Braun, bei welcher vier Antennen vorgesehen sind, die in den Eckpunkten eines Rechteckes von $\frac{\lambda}{4}$ Breite und $\frac{\lambda}{2}$ Länge angeordnet sind und wobei eine sehr günstige Strahlungscharakteristik erzielt wird, welche eine geringe Seitenstrahlung und eine verschwindend geringe Rückenstrahlung besitzt, leiden an dem Übelstand, daß entweder ihre Seitenstrahlung oder ihre Rückenstrahlung eine verhältnismäßig erhebliche ist, so daß die Richtungswirkung beeinträchtigt wird.

Betrachtet man die Strahlungsdiagramme der geknickten Marconiantennen, so erkennt man, daß in Abhängigkeit von der Länge des horizontalen Antennenteiles, der Höhe des vertikalen Antennenteiles, der Leitfähigkeit des

Digitized by Google

Erdbodens unter der Antenne und der benutzten Wellenlänge die Rückenstrahlung um so erheblicher ist, je kleiner der Zahlenwert des Ausdruckes

$$\beta = \frac{l}{h} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\sigma\lambda v}}$$

ist in der Formel für die Amplitude $\mathfrak{E}_o$ der Feldstärke in dem v. Hörschelmannschen Ausdrucke des vertikalen Antennenteiles $\mathfrak{E}_{ho}$:

$$\mathfrak{E}_o = \mathfrak{E}_{ho} \sqrt{1 + \beta^2 \cos^2 \vartheta + \sqrt{2 \cdot \beta \cos \vartheta}}.$$

Hierin bedeutet

$\mathfrak{E}_{ho}$ = die Amplitude der Feldstärke des vertikalen Antennenteiles
l = die Länge des horizontalen Antennenteiles
h = die Höhe des vertikalen Antennenteiles
σ = das Leitvermögen des Erdbodens (in C G S)
λ = die benutzte Wellenlänge (in C G S)
v = die Lichtgeschwindigkeit (in C G S).

Betrachtet man andererseits die Strahlungsdiagramme der mit phasenverschobenen Schwingungen erregten Doppelantenne (z. B. entsprechend Abb. 436), so erkennt man, daß die Seitenstrahlung um so größer, die Anordnung also um so unbrauchbarer für Richtungstelegraphie ist, je größer der Zahlenwert des Ausdruckes d ist, worin bedeutet d = den Abstand der beiden Luftleiter.

Praktisch brauchbare Resultate werden hierbei auch mit Rücksicht auf die Reichweite nur erhalten, wenn der obige Ausdruck den Wert besitzt

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{4}.$$

Unter Berücksichtigung dieser Umstände hat J. Zenneck vorgeschlagen, beide Anordnungen zu konbinieren, um die hierdurch bewirkten Vorteile einer geringen Seitenstrahlung und einer kleinen Rückenstrahlung zu erzielen. Zenneck hat infolgedessen in Vorschlag gebracht (1914), zwei geknickte Antennen mit phasenverschobenen Schwingungen zu erregen, wobei die Phasendifferenz die Gleichung

$$\varphi = \pi + \frac{2\pi d}{\lambda}$$

befriedigt.

Auch für diese Anordnung gilt, daß entsprechend der obigen Gleichung das Verhältnis eingehalten wird

$$\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{4},$$

da sonst die Reichweite wesentlich sinkt.

Im übrigen ergibt diese Anordnung den Vorteil, daß unter verschiedenen Verhältnissen, auch solchen in Abhängigkeit des Erdbodens oder der Witterung, das Verhältnis

$$\beta = \frac{l}{h} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\sigma\lambda v}}$$

ziemlich konstant bleibt, sich wenigstens innerhalb weiter Grenzen in seinem Charakter nicht allzusehr verändert.

Unter Berücksichtigung des Zahlenwertes 4 für dieses Verhältnis ergeben sich die in Abb. 457 gezeichneten Strahlungsdiagramme, und zwar entspricht das ausgezogene Diagramm *o* der neuen kombinierten, von Zenneck vorgeschlagenen Antennenanordnung. Das strichpunktierte Diagramm *m* wird mit

einer Doppelantenne erzielt, die mit phasenverschobenen Schwingungen erregt wird. Das einfach gestrichelte Diagramm *n* charakterisiert die geknickte Marconiantenne. *l* kennzeichnet das Feld einer Vertikalantenne.

Es ist hieraus ersichtlich, daß durch die neue Kombination die Seitenstrahlung insbesondere gegenüber der Doppelantenne wesentlich eingeschränkt ist, und daß sie gegenüber der geknickten Antenne den Vorteil keiner nennenswerten Rückenstrahlung besitzt.

Der technische Aufbau der neuen Kombinationsantennen ist nicht wesentlich komplizierter als bei den bisherigen Einrichtungen. Er ist sogar einfacher und billiger als derjenige der mit phasenverschobener Schwingungen erregten Vertikalantennen.

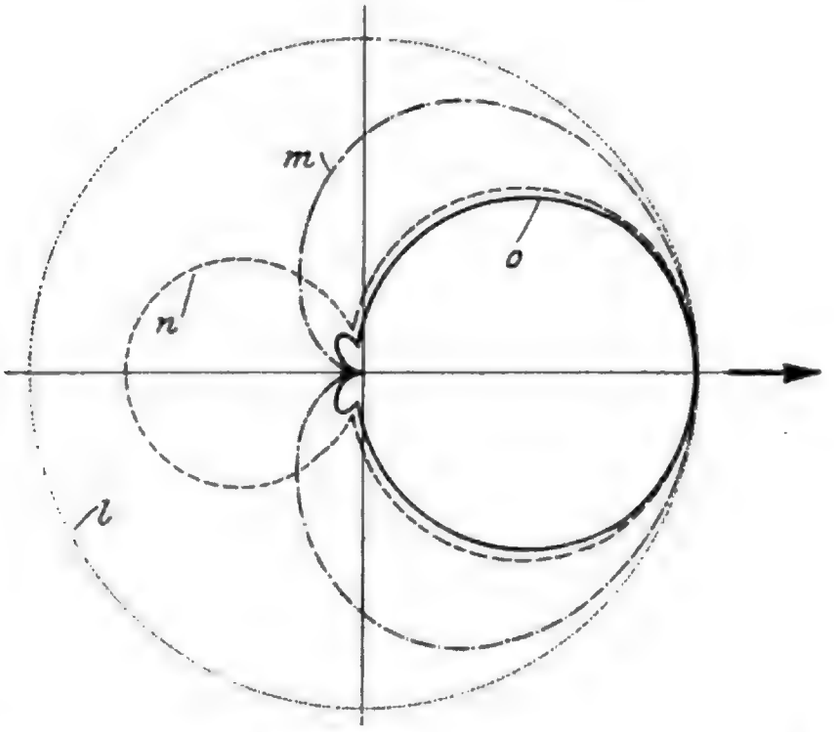


Abb. 457. Strahlungsdiagramme der Kombinationsantenne von Zenneck (*o*), der Doppelantenne (*m*), der geknickten Marconiantenne (*n*), der einfachen Vertikalantenne (*l*).

δ) Antennenstern.

Wenn man mehrere geknickte Antennen oder auch, was wegen der kapazitiven Erdschlüsse auf dasselbe herauskommt, mehrere parallel zur Erdoberfläche ausgespannte Antennen radial anordnet und in die Mitte des Zusammenbaues den Sender bzw. Empfänger setzt, so erhält man den sog. Antennenstern (preußisches Ministerium der öffentlichen Arbeiten), in späterer Ausführung den Telefunkenkompaß (A. Meißner), welche sowohl für Sende- als auch für Empfangszwecke gebraucht werden können (siehe auch e) 4β).

ε) Erdantenne (L. Zehnder, F. Kiebitz).

Außer der geknickten Marconiantenne sind schon vor dem Weltkriege für die drahtlose Telegraphie, vorläufig allerdings nur insbesondere für Empfangszwecke, die sogenannten „Erdantennen" (L. Zehnder, F. Kiebitz) von Wichtigkeit geworden. Unter diesen sind solche Antennen zu verstehen, deren Abstand von der Erde gegenüber ihrer räumlichen Länge nur gering ist.

Die ausgesprochene Richtwirkung, welche derartige Erdantennen besitzen, und welche in Richtung des in Abb. 458 eingetragenen Pfeiles liegt, ist gleichfalls,

Digitized by Google

ähnlich wie die geknickte Marconiantenne, durch die Wirkung der vertikalen Erdstromkomponente zu erklären.

Nimmt man zunächst an, daß die Erdantenne zwei kurze vertikale, geerdete Enden *a b* und *c d* besitzen soll, so läßt sich die Erdantenne nach Abb. 458 ersetzen durch zwei vertikale Antennen *m* und *n*, welche in Abb. 458 unten gestrichelt eingetragen sind.

Denkt man sich nun, daß sowohl die Antenne *m* als auch *n* Ströme gleicher Amplitude aber entgegengesetzter Phase in die Erde hineinsenden, so erhält man bei entsprechendem Abstande der beiden Antennen voneinander, daß als günstigster Abstand für eine polarisierte Strahlung, d. h. für einen Richteffekt, der Abstand $\lambda/_2$ inbetracht kommt.

Wesentlich ist es hierbei, daß der Übergangswiderstand an den Erdungsstellen der Antenne so gering als möglich ist. Im übrigen ist es aber gleichgültig, ob die Erdantenne an den Enden tatsächlich geerdet ist, wie dies Abb. 458 zeigt oder aber z. B. in Form eines isolierten Kabels besteht, welches kapazitiv geerdet ist (siehe auch unten bei den wirklichen Erdantennen unter 9, S. 414 ff.).

Wesentlich ist es ferner, daß das Spannungsgefälle zwischen den Enden der Erdantenne, also zwischen *b* und *d* ein möglichst großes ist, damit eine tunlichst

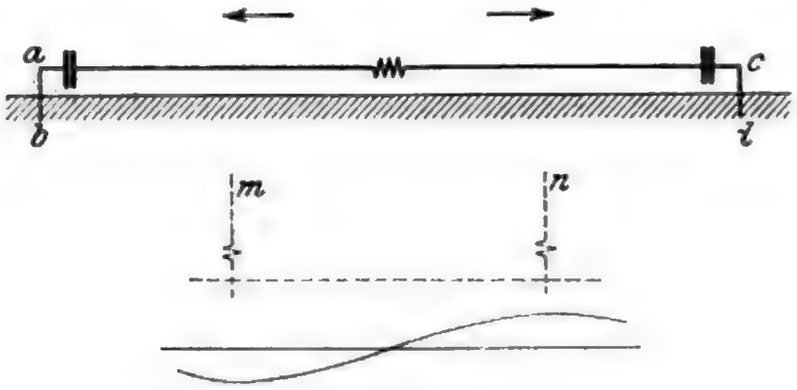


Abb. 458. Erdantenne.

große Erdspannung auftritt; Abb. 458 gibt unten die sich ausbildende Spannungskurve wieder.

Für die Erdantenne als Empfänger gelten analoge Betrachtungen. Auch hierbei ist die Richtungsebene diejenige, welche durch die horizontalen und die beiden vertikalen Antennenteile gelegt ist. Man erkennt aber auch ohne weiteres, daß, wenn Wellen in einer senkrechten zu der so gebildeten Antennenebene auftreffen, diese in den Antennen nur gleichphasige Ströme erzeugen würden, so daß infolge des gegenseitigen Aufhebens derselben eine Richtwirkung nicht vorhanden wäre.

Ein bereits erwähnter Vorteil der Erdantenne, ähnlich der geknickten Antenne, besteht in der größtmöglichen Energieaufnahme, ohne daß die Antenne zum Sprühen neigt, da die Felddichte relativ gering ist und dies, wie bei der geknickten Antenne ausgeführt, abgesehen von der Formgebung, im wesentlichen von dem großen Dämpfungswiderstand herrührt, wobei allerdings im allgemeinen schwer zu sehen ist, wie viel hiervon auf Strahlungsdämpfung und wie viel auf Verlustdämpfung kommt. Der Dämpfungswiderstand, den eine derartige Antenne besitzt, kann sehr verschieden sein und in weiten Grenzen schwanken. Im allgemeinen ist er kaum wesentlich niedriger als 15 Ohm (siehe auch S. 341), kann aber auch den zehnfachen Betrag hiervon besitzen. Überschlägig wird man einen Dämpfungswiderstand von 30—50 Ohm annehmen können, also ein Vielfaches dessen, was eine Hochantenne besitzt. Selbstverständlich nimmt der Dämpfungswiderstand

Digitized by Google

umsomehr zu, je geringer der Abstand zwischen Antenne und Erdoberfläche ist. (Näheres hierüber siehe unter „Direkt auf die Erde angelegte Antenne". S. 414 ff.)

Ein weiterer Vorteil der Erdantenne, welche der geknickten Antenne ähnlich ist, ist die Richtfähigkeit der ausgesandten, bzw. empfangenen Wellen, wodurch sich auch die sonst relativ großen Reichweiten derartiger Antennen erklären lassen. Gibt doch Marconi an, daß er bei einer Wellenlänge von 1200 m bei 1 KW Antennenleistung eine Reichweite von 300 km über Meer, 250 km über Land und bei einer Antennenleistung von 3 KW 520 km über Meer und 500 km über Land ohne Lautverstärker betriebssicher überbrücken kann.

Ebenso wie die geknickte Antenne und noch in verstärktem Maße besitzt die Erdantenne den Vorteil eines überaus billigen Aufbaues, da alle Masten, teuren Isolatoren usw. in Fortfall kommen und zudem die Wartung eine überaus einfache ist.

ζ) Durch Kondensatoren, bzw. Selbstinduktionsspulen oder beide unterteilte Erdantennen.

Man kann nun nach O. Scheller (1913) derartige Erdantennen wesentlich verbessern, indem man den Ohmschen Widerstand und die Selbstinduktion des Antennendrahtes dadurch erheblich vermindert, daß man die Antenne aus mehreren parallel geschalteten Drähten, z. B. in Gestalt einer Reuse herstellt, und indem man weiterhin in dieselbe Kondensatoren einschaltet, deren Größe so gewählt ist, daß dieselbe mit den dazugehörigen Leitungsstücken auf die benutzte Frequenz abgestimmt wird. Abb. 459 gibt ein schematisches Bild dieser Antenne,

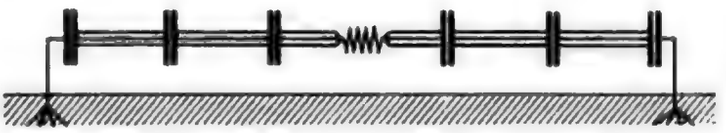


Abb. 459. Durch Kondensatoren unterteilte Erdantenne.

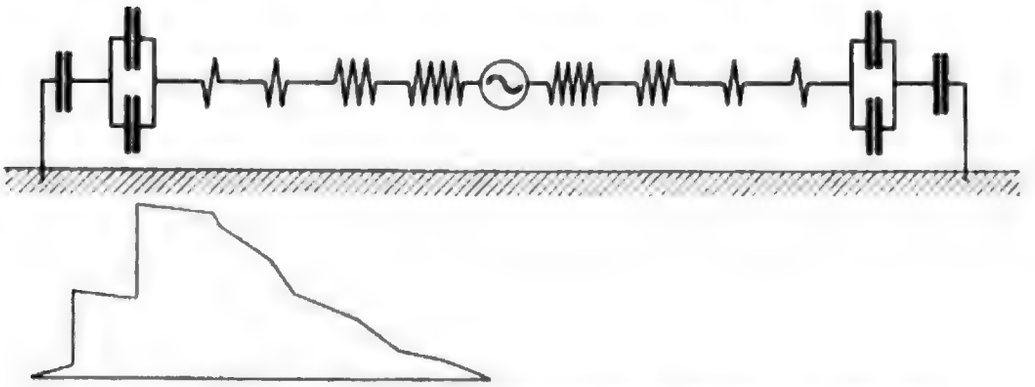


Abb. 460. Durch Spulen und Kondensatoren unterteilte Erdantenne.

wobei auf die Verringerung des Übergangswiderstandes an den Erdungsstellen der Antenne Rücksicht genommen ist.

Eine andere hiergegen etwas modifizierte Form ist in Abb. 460 wiedergegeben. Hierbei (R. Goldschmidt 1915) ist beabsichtigt, die Spannungsverteilung günstiger zu gestalten als bei der gewöhnlichen Erdantenne, zu welchem Zweck die dargestellten Selbstinduktionsspulen und Kondensatoren in die Antenne eingeschaltet sind. Auch die Größenordnung ist schematisch in Abb. 460 angedeutet. Dieselben sind derart bemessen, daß das Maximum der Spannung rechts und links vom Antennenende in je $^1/_6$ Abstand auftritt, wie dies etwa das unter der Abbildung dargestellte Diagramm zeigt.

Digitized by Google

η) Zylinderantenne. (Vorgeschlagene Form.)

Unabhängig hiervon möge darauf hingewiesen werden, daß es selbstverständlich nicht nur für die Erdantennen, sondern auch für jede andere Antenne von größter Wichtigkeit ist, die spezifische Oberflächenbelastung des Antennenleiters, also der meist angewendeten Antennenlitze, herabzusetzen. Der Vorschlag, hierfür ein Rohr zu nehmen, ist daher seit den ersten Tagen der drahtlosen Telegraphie immer wieder gemacht worden.

So richtig der Gedanke auch an und für sich ist, stellen sich der Konstruktion derartiger Antennen wesentliche Schwierigkeiten entgegen, und der Vorschlag überhaupt, die großen Antennen der großen und mittleren Stationen durch derartige Zylinderantennen zu ersetzen, erscheint mit Rücksicht auf die die Antennenenergie und ausgestrahlte Energie ergebende Kapazität nicht angebracht, selbst nachdem mit kleinen Energien und derartigen zylindrischen Erdantennen verhältnismäßig ganz günstige Resultate erzielt worden sind.

ϑ) Direkt auf die Erde gelegte Antenne.

Während die vorgenannten Erdantennen nur als solche bedingter Art anzusprechen sind, da in allen Fällen noch ein gewisser Luftabstand zwischen dem Antennenleiter und der Erdoberfläche vorhanden war, sind im Weltkriege wirkliche Erdantennen, allerdings nur für relativ kleine Entfernungen, in Benutzung gekommen. Diese sind eine Folge des Stellungskrieges, welcher in den vorderen und mittleren Gräben in den meisten Fällen die auf kleine Stütze montierten Erdantennen gemäß ε (S. 411 ff.) ungeeignet macht, da sie durch Geschoßwirkung zu oft und zu leicht zerstört werden würden.

Bei den direkt auf den Erdboden gelegten Erdantennen ist eine leichte Möglichkeit der Auswechselung und Fortfall jeder Montage gegeben. Ist ein Antennenleiter zerschossen, so wird ein neuer ausgeworfen oder z. B. mittels Gewehrgranate ausgeschossen.

Diese Antennenleiter werden zweckmäßig in Form von biegsamen Kabeln mit einer mehr oder weniger starken Isolationshülle ausgeführt. Die Stärke dieser Isolationshülle ist infolge ihrer mehr oder weniger großen Dielektrizitätskonstante für die Isolationsfähigkeit, also für die direkten Abströmungsverluste und somit für die Stromaufnahme der Antenne wesentlich.

Die mit derartigen Erdantennen erzielten Resultate sind, mit dem sonstigen Maßstabe drahtloser Verkehrsstationen gemessen, infolge der großen Erdstromverluste selbstverständlich keine sehr günstigen. Im allgemeinen genügt es aber, Entfernungen von etwa 2—5 km zu überbrücken, da alsdann die kritische Zone zwischen dem vordersten Graben und einer rückwärtigen geschützteren Stellung durch dieses Nachrichtenmittel überbrückt wird.

Die Reichweite und der Wirkungsgrad einer derartigen Erdantennenanlage hängen wesentlich von dem Untergrunde ab.

Es treten im allgemeinen je nach den Untergrundverhältnissen drei typische Fälle auf, welche in Abb. 461—463 schematisch angedeutet sind.

In Abb. 461 ist $b\,c$ die symmetrisch ausgebildete Erdantenne, welche in d z. B. mittels einer Funkenstrecke erregt wird.

In der Praxis sind anstelle dieser direkten Erdung meistens kompliziertere Schaltungen erforderlich, um genügend Energie in die Antenne zu bekommen und die verlangten Wellen herzustellen.

In Abb. 461 ist eine schlechte Leitfähigkeit des Bodens vorausgesetzt. Die wahrscheinliche Erdstromausbildung ist in der Abbildung angedeutet. Der von dem Erdstrom beherrschte Bereich ist hierbei verhältnismäßig groß. Die tatsächlich ausgeführten Anlagen zeigen bei schlechter Leitfähigkeit des Erd-

bodens unter sonst gleichem Primäraufwande eine verhältnismäßig geringe Stromaufnahme der Erdantenne, jedoch eine günstige Energieübertragung nach der Empfangsstation hin. Auf den eintretenden Richteffekt wird weiter unten noch eingegangen.

Im Falle von Abb. 462 ist unter der Erdantenne *b c* zunächst eine schlecht leitende Schicht *e* und darauf eine gut leitende Schicht *f* angenommen. Die sich ausbildenden Erdströme werden daher zum größten Teil in der gut leitenden Schicht *f* ihren Verlauf nehmen.

Dementsprechend findet man auch bei einer derartigen Anordnung bei gleichem Primäraufwande der Sendereinrichtung zwar einen größeren Antennen-

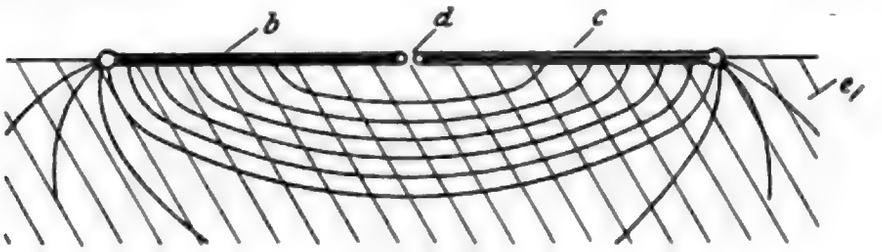


Abb. 461.

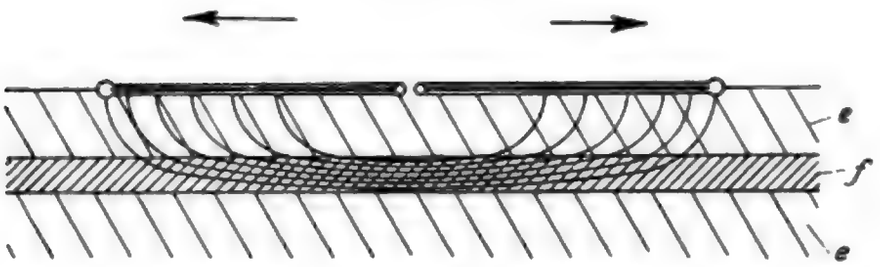


Abb. 462.

Abb. 463.

Abb. 461, 462 und 463. Direkt auf die Erde gelegte Antenne.

strom, aber unter Verwendung desselben Empfängers eine geringere Empfangslautstärke als im Falle *a*.

Im Falle von Abb. 463 ist direkt unter der Erdantenne eine sehr gut leitende Schicht, wie z. B. fließendes Wasser, angenommen. Eine nennenswerte Stromlinienausbildung kann infolgedessen kaum noch stattfinden. Die Stromlinien werden vielmehr in überwiegendem Maße direkt dem Erdantennengebilde folgen. Infolgedessen ist wiederum bei gleichem Primäraufwande des Senders zwar der Antennenstrom sehr erheblich, eine nennenswerte Fernwirkung ist aber überhaupt nicht mehr vorhanden.

Bei allen Erdantennenanordnungen, entsprechend Abb. 461—463, konnte, wenn eine gleichartig ausgeführte Empfangserdantenne verwendet wurde, eine ausgesprochene Richtwirkung in der durch die Erdantenne gelegten Ebene, welche durch Pfeile markiert ist, festgestellt werden. War die Empfangsantenne um 90° gegen die Sendeantenne gekreuzt, so war die Empfangsintensität im

Digitized by Google

Durchschnitt nur noch 50% von derjenigen, die in direkter Richtung auf diese Senderantenne hin erzielt wurde.

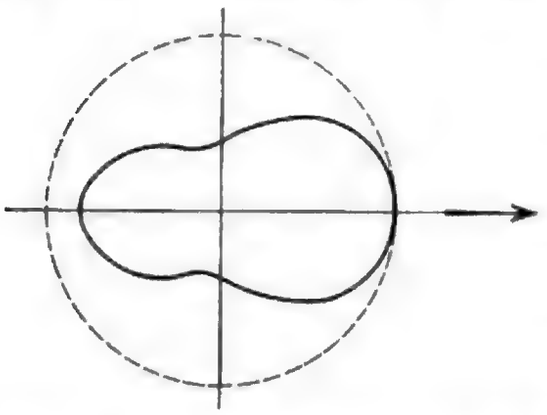


Abb. 464. Strahlungsdiagramm der direkt auf die Erde gelegten Antenne.

Der Charakter der Fernwirkung einer direkt auf die Erde gelegten Antenne, wenn man hierbei überhaupt von einer Fernwirkung reden darf, aufgenommen nach der Parallelohmmethode, ist in Abb. 464 wiedergegeben. Es geht hieraus hervor, daß im Wesen diese Charakteristik übereinstimmt mit derjenigen der geknickten Antenne. Es sind daher auch Charakteristiken gemäß Abb. 454, S. 408 ohne weiteres hierbei möglich.

Der Dämpfungswiderstand derartiger direkt auf die Erde gelegter Antennen ist im allgemeinen sehr hoch und kann innerhalb weiter Grenzen zwischen etwa 15 und 150 Ohm angenommen werden. Die Art des Dielektrikums der Antenne, insbesondere aber die Erdbodenverhältnisse spielen hierbei eine ausschlaggebende Rolle.

d) Gerichtete Antennen auf Luftschiffen, Ballons und Flugzeugen.

Fast unvermeidlich ist die Richtwirkung bei jeder in der Luft befindlichen Station, welche also ohne Erde arbeitet. Man hat hierbei stets einen mehr oder weniger rein ausgeprägten Hertzschen Oszillator, wobei lediglich die Antennenlänge im Verhältnis zur Ausdehnung des Gegengewichtes zu berücksichtigen ist.

Bei Luftschiffen und Ballons sind infolge der zur Verfügung stehenden großen räumlichen Ausdehnung eine Reihe verschiedener, mehr oder weniger gerichteter Antennenanordnungen ausgeführt worden, welche in der Hauptsache unter das Charakteristikum der Zweifachantenne mit halbwelligem Drahtabstand (Blondel) fallen (siehe Abb. 443, S. 400). Daneben ist auch versucht worden, das Lecher-System zu verwenden (siehe Abb. 397, S. 373).

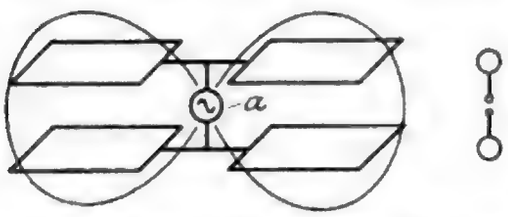


Abb. 465. Hertzscher Oszillator mit großer Endkapazität.

Bei Flugzeugen, bei denen die drahtlose Telegraphie infolge ihrer größeren Betriebswichtigkeit auch größeres Interesse verdient, hat man zwei voneinander verschiedene Anordnungen gewählt. Bei der ersten Anordnung (Mehrdecker) sind in die Tragflächen die Antennen- bzw. Gegengewichtsgebilde hineinverlegt. Man erhält alsdann eine Anordnung, welche nach zwei verschiedenen Arten schaltbar ist, gemäß Abb. 465 und 466. Ist die Hochfrequenzapparatur zwischen die Verbindungslinie der oberen und unteren Tragflächenantenne geschaltet (Abb. 465), so gleicht die Anordnung einem Hertzschen Oszillator mit großen Endkapazitäten (rechts in Abb. 465 angedeutet), und es wird eine starke Richtwirkung, bzw. eine maximale Strahlung, welche kegelförmige Flächen ergibt, nach den beiden Seiten hin auftreten.

Bei der anderen Anordnung gemäß Abb. 466 liegt die Hochfrequenzapparatur zwischen der rechten und linken Deckskombination, und gemäß einem entsprechenden Hertzschen Oszillator (rechts in der Abbildung) ist eine Richtwirkung, also Maximalstrahlung, nach oben und unten nahezu kegelförmig vorhanden.

Mit Rücksicht auf die früheren Ausführungen ist diese in die Tragflächen hineinverlegte Antennenanordnung bisher in der Hauptsache nur für Empfangszwecke benutzt worden. Für Sendezwecke hat man meist das aus dem Flugzeug

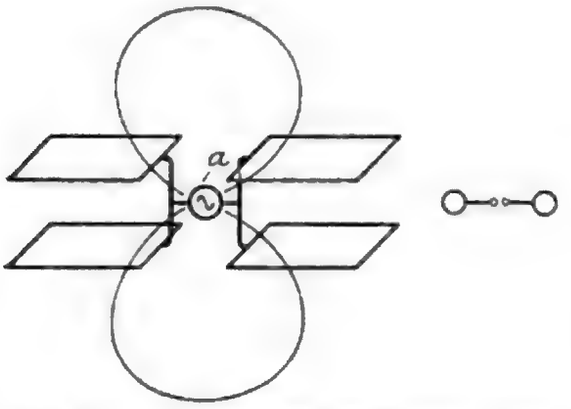


Abb. 466. Hertzscher Oszillator. Maximalstrahlung nach oben und unten nahezu kegelförmig.

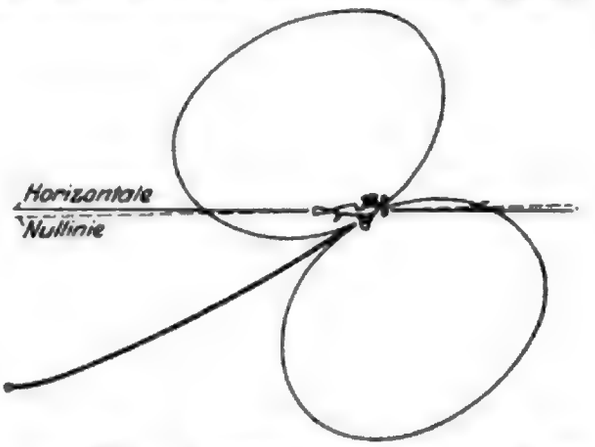


Abb. 467. Antennenlänge, sehr groß im Verhältnis zum Flugzeug.

herabhängende Antennendrahtseil, dessen Ende durch ein Gewicht beschwert war, gewählt. Die Richtwirkung ist hierbei um so erheblicher, je kleiner der zwischen Antennendrahtseil und der Horizontalen eingeschlossene Neigungswinkel ist. Dieser ist um so kleiner, je größer die Flugzeuggeschwindigkeit, bzw. je geringer das am Ende angehängte Gewicht ist. Im übrigen spielt selbstverständlich die Antennenlänge zu dem als Gegengewicht dienenden Flugzeug eine wesentliche Rolle. Ist die Antennenlänge sehr groß im Verhältnis zum Flugzeug (siehe Abb. 467), so ist das Charakteristikum eines reinen Hertzschen Oszillators gegeben, und die Richtwirkung verläuft entsprechend dem in die Abbildung eingetragenen Diagramm.

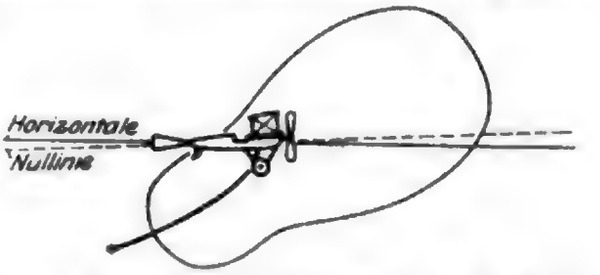


Abb. 468. Antennendrahtlänge nur klein gegenüber der Spannweite des Flugzeugs.

Ist hingegen die Antennendrahtlänge nur klein gegenüber der Spannweite (siehe Abb. 468), und hierauf wird man schon aus betriebstechnischen Gründen drängen, so ist vielmehr das Charakteristikum einer umgekehrten Marconiantenne gegeben, und das Richtungsdiagramm wird der eingetragenen Kurve mehr oder weniger entsprechen.

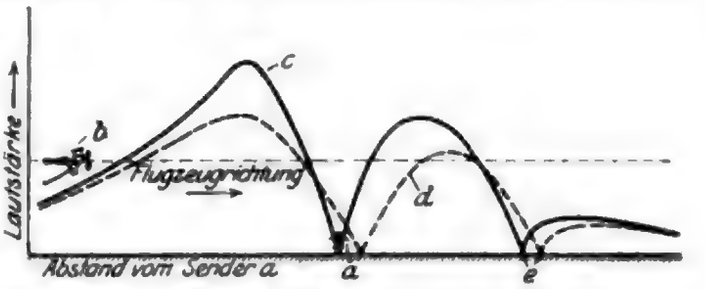


Abb. 469. Richtungswirkung eines derartigen Flugzeugsenders.

Wie ausgesprochen im übrigen die Richtungswirkung eines derartigen Flugzeugsenders, bzw. Empfängers ist, geht aus den nachstehenden Diagrammen hervor. Bei Abb. 469 ist *a* ein auf der Erde montierter Sender. Das Flugzeug *b* überfliegt die Station direkt und empfängt, wobei die Lautstärken gemäß Kurve *c* aufgenommen wurden. Dieselbe ist bei direktem Überfliegen des Senders selbstverständlich ein Minimum. Ähnlich ist der Verlauf, wenn das Flugzeug nicht genau über der Station hinweg-

Digitized by Google

fliegt. Man erhält in diesem Falle ein Lautstärkediagramm gemäß Kurve *d*. Die Punkte *e* sind besonders bemerkenswert, können aber vermutlich darin ihre Erklärung finden, daß hierbei die Richtung der Flugzeugantenne gegen die Sendestation zu verlief.

Betrachtet man die Richtwirkung bzw. Empfangslautstärke, falls sowohl der Sender als auch der Empfänger sich in einem Flugzeug befinden und die Flugzeuge beide in gleicher Höhe fliegen, so ergibt sich ein Diagramm gemäß Abb. 470a, in welchem *a* das Sendeflugzeug, *b* die Empfangsflugzeuge darstellen.

Wenn sich das Sendeflugzeug in einer anderen Höhenlage als die Empfangsflugzeuge befindet, ergibt sich für eine bestimmte Höhendifferenz ein Diagramm gemäß Abb. 470b. Das Sendeflugzeug *a* ist hierbei in einer größeren Höhenlage

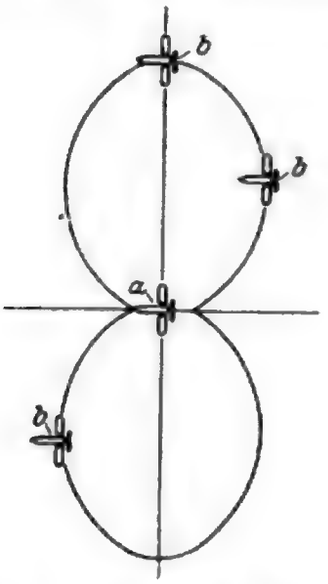


Abb. 470a. Richtwirkung, wenn sowohl der Sender als auch der Empfänger sich in einem Flugzeuge befinden.

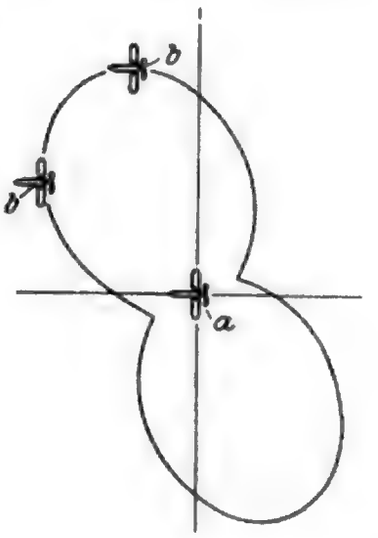


Abb. 470b. Strahlungsdiagramm, wenn Sendeflugzeug in einer anderen Höhenlage als die Empfangsflugzeuge.

als die Empfangsflugzeuge *b* angenommen. Die Verschiebung des Richtungsdiagrammes rührt im wesentlichen von der Richtwirkung des schräg nach unten verlaufenden Antennendrahtes her.

Wohl ziemlich allgemein ist beobachtet worden, daß größere Lautstärke erzielt werden kann, wenn das Flugzeug in Richtung auf die Erdstation zufliegt, als bei Entfernungen der Erdstation in entsprechenden gleichen Abständen. Demgemäß sind auch ähnliche Erfahrungen und von der Theorie abweichende Erscheinungen bezüglich des Richteffektes beim Anpeilen von Flugzeugen gemacht worden. Allerdings wohl nur dann, wenn der Abstand zwischen Flugzeug und Erdstation gering war.

e) Vorteile der Richtungstelegraphie und ihre Anwendungen zur Richtungs- und Ortsbestimmung.

Aus Obigem geht hervor, daß eine für manche praktische Fälle wenigstens ausreichende Richtungswirkung, mittels mehrerer senkrecht angeordneter Luftleiter möglich ist, welche entweder infolge ihrer gewählten gegenseitigen Lage oder durch besondere phasenverschobene Schwingungen erregt werden, oder aber mittels geknickter oder Erdantennen bei Vorhandenseins bestimmter Erdbodenverhältnisse wenigstens unter den Senderanordnungen zu erzielen ist. Demgemäß ergeben sich die nachstehenden Vorteile und Anwendungen der Richtungstelegraphie für die Richtungs- und Ortsbestimmung.

Digitized by Google

α) Die Vorteile der gerichteten Stationen sind u. a. folgende:

1. *Verbesserung der Geheimhaltung.* Nimmt man an, daß ein wenigstens annähernd elliptisches Amplitudenstrahlungsdiagramm des gerichteten Senders erzielt wird, so werden nur die in diesem Bereich vorhandenen Empfänger auf den Sender ansprechen können, während unter sonst gleichen Verhältnissen bei einem allseitig strahlenden Sender alle in dem betreffenden Empfangsbereich liegenden Empfänger, welche auf den Sender abgestimmt sind, Schwingungen erhalten würden. Die einerseits durch Wellenlänge, Schwingungsart, bzw. Tonfrequenz, andererseits durch chiffrierte Telegramme erzielbare Geheimhaltung wird also durch die Richtungswirkung eines gerichteten Senders unter Umständen (siehe I, S. 545) wesentlich erhöht.

2. *Vergrößerung der Störungsfreiheit.* Durch die Richtwirkung des gerichteten Senders wird ein entsprechend dem Amplitudenstrahlungsdiagramm mehr oder weniger kleiner Raum mit elektrischen Wellen erfüllt. Es ist daher nötig, insbesondere dort, wo drahtlose Stationen auf einen kleinen Raum zusammengedrängt arbeiten müssen, wesentlich störungsfreier zu arbeiten.

Selbstverständlich wird die Störungsfreiheit noch dann erheblich verbessert, wenn auch die Empfangsstation für gerichteten Empfang ausgebildet ist.

Es ist alsdann möglich, mit zwei nach verschiedenen Seiten hin gerichteten Empfängern von zwei gerichteten oder auch nicht gerichteten Sendern aus getrennt zu empfangen, auch wenn die hierbei benutzten Wellenlängen identisch sind.

3. *Vergrößerung des Wirkungsgrades des Senders.* Dadurch daß der gerichtete Sender nicht nach allen Seiten hin strahlt und Energie abgibt, ist es, sofern nicht durch die Richtungsanordnung entsprechend mehr Energie verbraucht wird, was leider bei den meisten Anordnungen noch der Fall ist, möglich, den Senderwirkungsgrad zu verbessern, indem die aufgewendete Primärenergie nur für die Erzeugung von Schwingungen nach einer Richtung hin benutzt wird.

4. *Möglichkeit der Richtungsbestimmung und Orientierung (Ortsbestimmung) von beweglichen Stationen wie Schiffen, Luftschiffen, Flugzeugen usw.*

β) Richtungsbestimmung mittels gerichteter drahtloser Telegraphie.

Für mancherlei und im praktischen Betriebe immer mehr zunehmende Fälle, wie z. B. bei Seeschiffen, Flugzeugen, Luftschiffen usw., macht sich die Forderung geltend, die jeweilige Richtung, aus welcher drahtlose Signale herkommen, möglichst genau festzustellen. Zum Teil ist auch das Bestreben vorhanden, genau den Ort der betreffenden Station festzustellen. Die Richtungsbestimmung, namentlich aber die Ortsbestimmung mittels drahtloser Telegraphie sind gegenüber anderen Einrichtungen, die auf akustischem oder optischem Prinzip beruhen, so bequem, bzw. genau und können bei einigen Ausführungsformen auch selbst über große Entfernungen hinweg so wenig durch atmosphärische oder sonstige Einflüsse gefährdet werden, daß man vielfach nur für diese Richtungs- oder Ortsbestimmung die drahtlose Telegraphie eingeführt hat, während man sonst nicht an die Installation drahtloser Stationen gedacht hätte.

Für die Richtungsbestimmung kommen in der Hauptsache die nachstehenden sieben Verfahren in betracht, von denen die letzten drei reziproke Umkehrungen der Verfahren zwei bis vier sind.

Anpeilanordnung mittels Spulenantenne-Hochfrequenzverstärker-Empfängers. In besonders einfacher Weise läßt sich nicht nur die Richtung, sondern auch der Ort einer Sendestation mittels Spulenantennen-Verstärkern bestimmen, da die Richtwirkung der Spulenantenne, die räumlich ja sehr klein hergestellt

Digitized by Google

werden kann, eine recht ausgesprochene ist. Mittels zweier in bekannter Entfernung voneinander befindlicher Spulenantennen-Empfänger läßt sich der Ort einer unbekannten Sendestation ohne weiteres feststellen.

Die Anordnung läßt sich auch direkt umkehren, indem eine Empfangsstation, z. B. ein Schiff, genau seinen jeweiligen Ort feststellen kann, wenn es durch Drehung seiner Spulenantenne zwei bekannte Sender anpeilt, deren gegenseitige Entfernung ihm gleichfalls bekannt sein muß.

Richtungsbestimmung mit gedrehter Empfangsantenne. Wenn man die Empfangsantenne dreht, also beispielsweise die Einrichtung, entsprechend Abb. 429, S. 395, von de Forest verwendet, kann man die Richtung feststellen, da der mit der Empfangsantenne gekoppelte Detektor-Telephonkreis die größte Lautstärke ergeben wird, wenn die Ebene der Empfangsantenne sich in Richtung der Senderschwingungen befindet.

Wegen der praktischen Schwierigkeiten wird jedoch wohl nur in Ausnahmefällen auf diese Anordnung zurückgegriffen werden können.

Richtungsbestimmung mit Empfangsantennenstern. Eine wenn auch nicht kontinuierliche, so doch sprungweise Variation der Lautstärke und hiermit bereits entsprechend genaue Feststellung der Richtung kann mit dem Empfangsantennenstern gemäß Abb. 471 bewirkt werden. Die Anordnung arbeitet selbstverständlich um so genauer, je mehr Sternstrahlen *a b c d* vorgesehen sind, welche nacheinander, z. B. durch eine rotierende Kontaktvorrichtung mit dem Empfangssystem *e* verbunden werden. Man erhält mit dieser Einrichtung die Richtung, sobald man feststellt, daß beispielsweise beim Antennenpaar *c c* die größte Lautstärke auftritt.

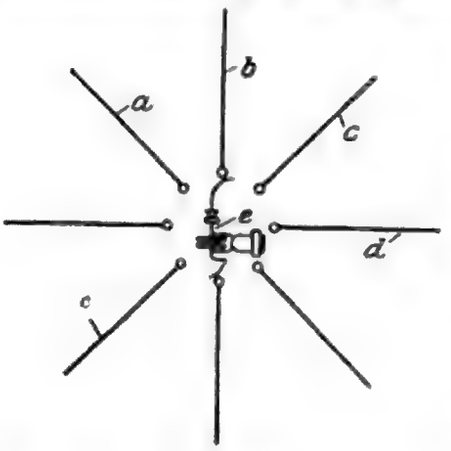


Abb. 471. Richtungsbestimmung mit Empfangsantennenstern.

Übrigens sei hier eine Erscheinung eingefügt, welche für sämtliche Richtungsbestimmungen Gültigkeit besitzt. Unter Verwendung von Energiedetektoren, Audionröhren, Schwebungsempfängern usw., welche heute in der Hauptsache nur inbetracht kommen, ist infolge der Ausbildung der Fernwirkungscharakteristik die maximale Lautstärke verhältnismäßig unscharf. Hingegen ist das Hörbarkeitsminimum deutlich ausgesprochen. Infolgedessen reguliert man auf das Verschwinden der Lautstärke, bzw. auf die geringste Lautstärke ein und beachtet, daß zu der so gefundenen Stellung die wirkliche Richtung senkrecht steht.

Richtungsbestimmung mittels Empfangs-Radiogoniometers. Im mechanischen Aufbau sehr viel einfacher als der Antennenstern, wenn auch im allgemeinen nicht dieselbe Genauigkeit wie dieser ergebend, ist die Richtungsbestimmung mittels des Empfangsradiogoniometers von Artom-Bellini-Tosi. Unter Benutzung von nur zwei Antennenpaaren, welche, um mit einem Mast auszukommen, zweckmäßig in Form von Dreiecksschleifen ausgeführt werden (siehe II, Abb. 979 bis 982, S. 137 bis 139), kann man in einfachster Weise und rasch hintereinander durch Drehung der beweglichen, mit dem Detektor-Telephon verbundenen Spule die Richtung einer oder mehrerer fernen Stationen feststellen.

Die Einregulierung auf das Lautstärkenminimum ist beim Radiogoniometer besonders zu beachten.

Richtungsfeststellung mit gedrehter Senderantenne. Analog der gedrehten Empfangsantenne kann naturgemäß auch die Senderantenne gedreht werden,

Digitized by Google

ohne daß hierdurch die für die Empfangsantenne zum Ausdruck gebrachten Mängel gemildert würden.

Richtungsfeststellung mittels Senderantennensterns. (Telefunkenkompaß.) Die Benutzung eines Senderantennensterns scheint zuerst von Artom in Vorschlag gebracht worden zu sein. Die Anordnung entspricht im wesentlichen Abb. 471, nur mit dem Unterschiede, daß anstelle der Detektor-Telephonkombination eine Senderanordnung an den rotierenden Schalter, bzw. Kommutator gelegt ist, so daß von den einzelnen Strahlen des Antennensterns aus Senderschwingungen in den diesen Strahlen entsprechenden Richtungen ausgesandt werden.

Eine zeitlich nach der Artomschen Anordnung vom preußischen Ministerium der öffentlichen Arbeiten (1909) für den Nebelsignaldienst ausgebildete Anordnung besteht darin, daß gleichmäßig auf den Umfang eines Kreises 32 Masten mit dazwischen montierten Antennen ausgespannt wurden. Der Abstand der einander gegenüberliegenden Masten betrug dementsprechend etwa eine halbe Wellenlänge. Die so gebildeten 16 strahlenförmigen Antennenpaare wurden im Mittelpunkt mit einem Sender durch ein automatisch wirkendes Schaltwerk verbunden. Für jede Richtung der Windrose war ein bestimmtes Morsezeichen, welches gleichfalls automatisch gegeben wurde, vorgesehen, und es konnte dementsprechend der entfernte Empfänger den Ort der Station, insbesondere in nicht allzu großer Entfernung, bestimmen.

Abb. 472. Erzielung von 6 Richtungen mittels 3 Antennenpaaren.

Wie nun eine einfache Betrachtung lehrt, können z. B. mittels 6 Punkten, an denen die Antennenpaare (in Abb. 472 stark ausgezogen) aufgestellt oder aufgehängt sind, nicht nur, entsprechend der Abbildung, drei Richtungen, sondern vielmehr sechs verschiedene Richtungen erzielt werden, da die sich ergebenden eingeknickten Antennen (—⁄) eine Richtungswirkung in der Verbindungslinie der Abspannpunkte der Antennen zur Folge haben. Die Anordnung vereinfacht sich infolgedessen wesentlich. Im übrigen ist es hierbei wie auch sonst, z. B. bei den Goniometern, vorteilhafter, da das Empfangsminimum ausgesprochener auftritt als das Maximum, stets auf das Minimum der Lautstärke einzustellen. Die wahre Richtung steht alsdann senkrecht zu der auf diese Weise ermittelten Richtung.

Eine Fortentwicklung dieses Antennensterngedankens bildet der sog. „Telefunken-Kompaß" (A. Meißner). Hierbei werden von dem Antennenträger, entsprechend Abb. 473, zwei Arten von Antennen in der Luft erhalten, und zwar einmal die gerichteten Antennen *b c d e*, welche Abb. 471 kreisförmig nach allen Richtungen der Windrose angeordnet und mittels eines Schalters nacheinander mit dem Sender verbunden werden und zweitens eine ungerichtete Schirmantenne *a f g*. Durch eine automatische Umschaltevorrichtung werden in bestimmten Zeiträumen nacheinander die Schirmantenne, welche das Zeitsignal aussendet, und dann der Reihe nach die gerichteten Antennen mit dem Sendekreis verbunden.

Die bewegliche Station ist mit einer Stoppuhr ausgerüstet, welche in Himmelsrichtungen geeicht ist. Die Dauer des Zeigerumlaufes der Stoppuhr entspricht genau dem einmaligen Umlaufe der Kontakteinrichtung des Senders. Sobald der auf der beweglichen Station befindliche Empfangsbeamte das Zeitsignal hört, betätigt er die Stoppuhr und arretiert sie in dem Augenblick, in welchem die größte Lautstärke der ankommenden Zeichen erreicht ist. Die von der Stoppuhr alsdann angezeigte Himmelsrichtung bezeichnet die Richtung der festen Station.

Digitized by Google

Aus Abb. 473 sind auch die konstruktive Gestaltung der Umschalt- und Kommutierungsvorrichtung nebst ihrem Elektromotorantrieb sowie das Senderschaltschema zu ersehen.

Die Umschaltvorrichtung besteht zur periodischen An- und Abschaltung der verschiedenen Antennen aus einem aus Isolationsmaterial hergestellten Querbalken *h*, welcher zwei Schaltstücke *l* trägt. Diese Schaltstücke machen bei Rotation des Balkens *h* nacheinander mit den Kontaktstücken *k* Kontakt, an welche die einzelnen Antennen angeschlossen sind. Die Anzahl dieser Kontaktstücke *k* richtet sich nach der Zahl der Antennen. Ferner ist mit der Welle des rotierenden Balkens *h* ein synchron mit ihm umlaufender Kommutator *m* gekuppelt, an welchen, wie aus dem Schaltschema ersichtlich, der Senderkreis

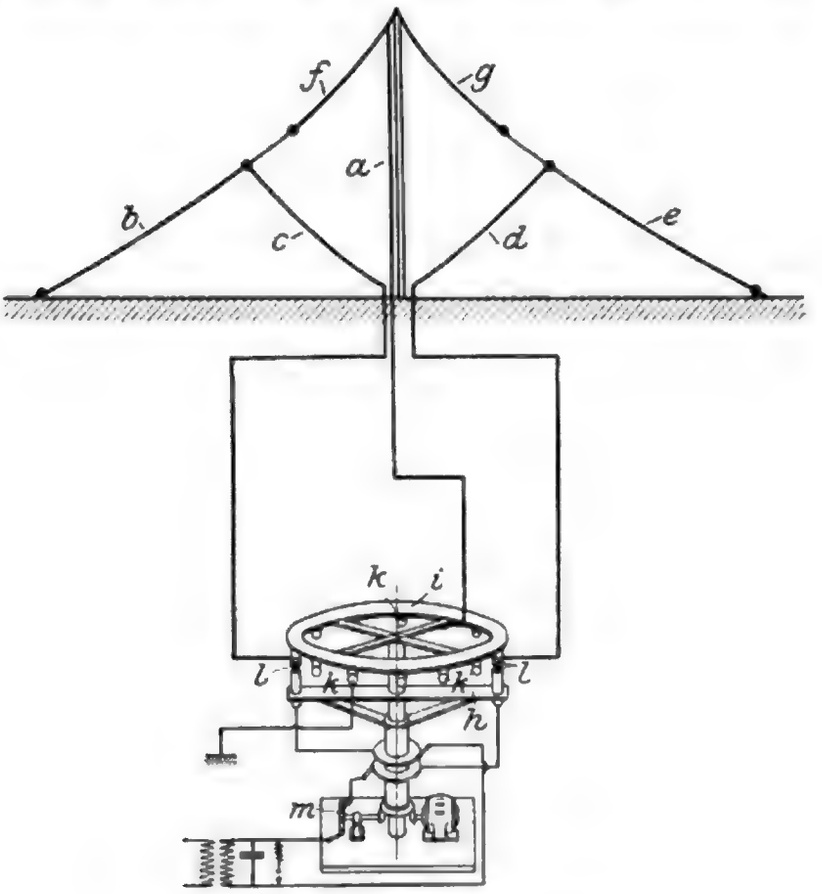


Abb. 473. Telefunken-Kompaß.

angeschlossen ist. Auf diese Weise ist es möglich, bei einer einmaligen Rotation des Balkens *h* zur Ankündigung des beginnenden Verkehrs das Zeitsignal zuerst mit der nichtgerichteten Antenne *a f g* zu geben und hierauf in regelmäßiger Aufeinanderfolge die Zeichen mit den in entsprechender Anzahl angeschlossenen gerichteten Antennen auszustrahlen. Auch wenn man die Zeichen für die gerichteten Antennen sämtlich identisch macht, so wird man doch zweckmäßig für die Abgabe des Zeitsignales mittels der ungerichteten Antenne ein anderes Zeichen wählen.

Ein Nachteil aller dieser Antennensternanordnungen ist der, daß ein verhältnismäßig großes und kostspieliges Drahtnetz mit entsprechend vielen Haltevorrichtungen für die einzelnen Antennendrähte zu errichten ist, dessen Aufbau und Unterhaltung laufend nicht unerhebliche Kosten verursachen. Außerdem ist es nachteilig, daß diese Anordnungen ortfest sind. Ein Vorteil ist jedoch der der verhältnismäßig großen Genauigkeit, daß die einfallenden Wellen kaum ander-

weitig beeinflußt werden, und daß im übrigen in die Schaltvorrichtung jeder beliebige Empfänger, also auch ein solcher, welcher für Sekundärempfang, bzw. auf extrem geringe Dämpfung zugeschnitten ist, eingeschaltet werden kann.

Als weiterer Nachteil, welcher allerdings im allgemeinen nicht allzu ausgesprochen in die Erscheinung tritt, kommt weiterhin noch der hinzu, daß man, um einen kleinen Raumwinkel, welcher für eine möglichst genaue Ortsbestimmung erforderlich ist, zu erzielen, trotz der großen hierfür anzuwendenden Antennenzahl keine absolute Kontinuität des ausgesandten Signales erzeugen kann. Es ist also erforderlich, die Richtungsebene der ausgesandten Wellen zwischen zwei im Winkel voneinanderstehenden und einander benachbarten Richtantennen zu drehen.

Man kann dies dadurch bewirken, daß man z. B. die eine Antenne voll erregt, während man in die zweite Antenne keine Energie hineinschickt, und daß bei allmählicher Verminderung der in die erste Antenne gesandten Energie die zweite Antenne allmählich immer stärker und stärker erregt wird, bis diese schließlich die gesamte Energie erhält und ausstrahlt. Man kann dies mittels einer entsprechenden Kopplungseinrichtung bewirken, jedoch ist bei dieser Anordnung der Übelstand vorhanden, daß die Amplitude des resultierenden Feldes nicht während der gesamten Drehung der Richtebene konstant bleibt. Dadurch nun, daß parallel zu den Kopplungsspulen dieser Antenne veränderliche Selbstinduktionen, beispielsweise Variometer, geschaltet werden, die untereinander verbunden sind (Telefunken 1913), kann dieser Übelstand behoben werden. Dies ist in Abb. 474 für zwei Antennen schematisch zum Ausdruck gebracht.

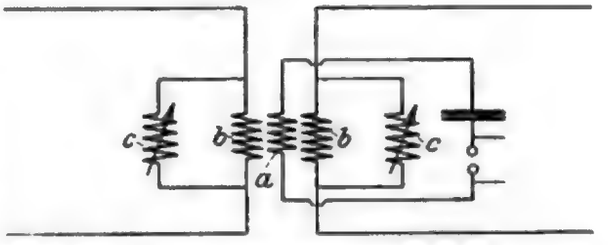


Abb. 474. Variometeranordnung zur Erzielung eines kleinen Raumwinkels von Telefunken.

a ist die Spule des beiden Antennen gemeinsamen Erregerkreises, *b* sind die Antennenkopplungsspulen, welche aus dem Erregerkreise gleichmäßig mit Energie versorgt werden. Parallel zu diesen Spulen sind die gleichartig ausgeführten Variometer *c* geschaltet, welche durch eine mechanische Regulierеinrichtung derart verbunden sein können, daß, während die Selbstinduktion des einen Variometers abnimmt, die des anderen Variometers entsprechend zunimmt.

Richtungsermittlung mittels Sender-Radiogoniometers. Wie bereits oben gezeigt war, kann das Radiogoniometer nicht nur für Empfangszwecke, sondern auch für Sendezwecke benutzt werden. Anstelle des Detektorkreises wird mit der beweglichen Goniometerspule das betreffende Hochfrequenzschwingungen erzeugende System gekoppelt.

γ) Ortsbestimmung mittels gerichteter drahtloser Telegraphie.

Eine exaktere Feststellung der Richtungswirkung des Senders, bzw. Empfängers wird naturgemäß dann erlangt, wenn nicht nur die Richtung, sondern vielmehr auch der Ort der betreffenden, zu bestimmenden Station festgestellt werden soll. Es ist hierzu erforderlich, daß mindestens zwei feste Stationen, deren Lage bekannt ist, bzw. deren Abstand gegeben ist, für die Richtungsbestimmung einer beweglichen Station gegeben sind. Unter dieser Voraussetzung kann der Ort einer dieser Stationen mittels eines der nachstehenden Verfahren bestimmt werden.

Vorhandensein von einer Senderstation und zwei Empfangsstationen. Die Anordnung möge Abb. 475 entsprechen, und zwar soll die Station *a* senden,

Digitized by Google

b und c sollen mit gerichteten Empfängern ausgerüstet sein. Es werden alsdann die Richtungsstrahlen $c\,a$ und $b\,a$ und somit die Winkel γ und β festgestellt, da die Entfernung $c\,b$ bekannt ist, woraus der Ort der Station a folgt.

Vorhandensein von einer Empfangsstation und zwei Senderstationen. Benutzung des Spulenempfänger-Verstärkers. Ortssucher von A. Meißner (Telefunken). In diesem Falle soll die Station a, deren Ort bestimmt werden soll, einen gerichteten Empfänger besitzen. b und c sollen senden. Es ist alsdann möglich, die Richtungsstrahlen $a\,c$ und $b\,c$ und somit den Winkel γ zu bestimmen, und da weiterhin die Entfernung $b\,c$ bekannt ist, ist auch der Ort von a gegeben.

Besonders einfach wird die Ausführung dieses Verfahrens durch Verwendung eines Spulenempfängerverstärkers, welcher sich an dem zu bestimmenden Ort befinden soll. Man peilt alsdann mit der Spulenantenne die beiden Sendestationen an und ermittelt auf diese Weise die beiden Winkel, welche die jeweilige Nord-Südrichtung der beiden Stationen, deren Abstand bekannt ist, mit den Richtungen nach der Ortsbestimmungsstelle hin einschließen. Der Schnittpunkt dieser Winkelstrahlen ergibt den gesuchten Ort. Ein Nachteil dieses Verfahrens ist der, daß man, um den jeweiligen Ort zu finden, stets Eintragungen in die Karte machen muß.

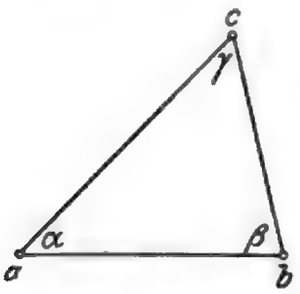


Abb. 475. Ortsbestimmung mittels einer Senderstation und zweier Empfangsstationen.

Dieser Nachteil ist durch den „Ortssucher" von A. Meißner (Telefunken, 1919) zu vermeiden. Der Apparat besteht aus zwei ineinander um ihre Längsachse drehbar angeordneten rechteckigen Spulenantennen, welche mit je einem Zeiger versehen sind, die eine Skala bestreichen und auf diese Weise den Winkel angeben, den die beiden Antennen jeweilig einschließen. Die im übrigen freibewegliche Skala ist mit einem Netz von parallelen Linien versehen, die vor der Messung in die Nordsüdrichtung eingestellt werden. Außer einer Gradeinteilung sind auf der Skala noch parallele Kreise in voneinander gleichem Abstande eingetragen.

Die Ortsbestimmung geschieht wie folgt:

Die Spulenantennen werden auf die Sendestation hin gerichtet, bis die größte, bzw. kleinste Lautwirkung erzielt ist. Die Winkel, welche sich mit der Nord-Südrichtung ergeben, werden abgelesen. Hierauf wird zwischen die beiden Zeiger, welche die Einstellung anzeigen, ein Lineal parallel zur Verbindungslinie der beiden Stationen gelegt, wodurch zwei ähnliche Dreiecke erhalten werden. Trägt man nunmehr die Winkel in die Karte ein, so kann man den jeweiligen Ort, auf welchem sich die bewegliche Station befindet, direkt ablesen. Weiterhin kann man aber noch aus dem Verhältnis ähnlicher Dreiecke die Entfernungen von den bekannten Senderstationen aus berechnen, zu welchem Zweck die von innen nach außen fortlaufend nummerierten Parallelkreise dienen.

Jede der festen Stationen soll einen Antennenstern besitzen. Außerdem soll die Richtung jedes Sternes durch ein bestimmtes Morsezeichen oder eine Morsezeichenkombination charakterisiert sein (Kreuzpeilung). Man kann alsdann den Ort einer beweglichen Empfangsstation, deren Antenne ungerichtet sein kann, dadurch genau bestimmen, daß man entweder die Anordnung von Artom oder die hieraus entwickelte des preußischen Ministeriums oder aber den Telefunken-Kompaß anwendet. Der Ort der beweglichen Station ist alsdann entsprechend genau festzustellen. Vielfach hat man auch (Riesenflugzeuge, Luftschiffe) von den festen Stationen aus die beweglichen angepeilt und ihnen ihren jeweiligen Ort drahtlos mitgeteilt. Immerhin hat dieses Verfahren den Nachteil, daß jede

Digitized by Google

bewegliche Station zu ihrer Peilung zwei feste Landstationen benötigt. Bei mehreren anzupeilenden Stationen ist dieses schon erschwert, bei vielen unmöglich gemacht. Bei in Luft befindlichen Stationen, ebenso wie bei Schiffsstationen muß das Bestreben obwalten, daß sich die betreffende Station selbst anpeilt.

Wenn drei feste Stationen gegeben sind, deren gegenseitige Lage zueinander alsdann genau bekannt ist, und weiterhin ein mit einem Normalsender versehener Empfänger zur Verfügung steht, kann vorteilhaft das nachstehende Verfahren (R. A. Fessenden 1907) benutzt werden, welches mindestens theoretisch interessant ist.

Dasselbe für eine Schiffsstation besteht, entsprechend Abb. 476, in folgendem:

An der Küste befindet sich eine Anzahl von drahtlosen Stationen, z. B. drei Stationen *a b* und *c*. Diese sollen bestimmte Morsezeichen aussenden, z. B. in zeitlicher Aufeinanderfolge, so daß beispielsweise *a* sendet und *b* und *c* schweigen, daß darauf *b* sendet und *a* und *c* schweigen usw. Die Wellenlänge für diese Zeichenabgabe der einzelnen Stationen kann gleich oder voneinander verschieden sein.

Das Schiff soll gleichfalls sowohl einen Empfänger als auch einen kleinen Normalsender besitzen, welcher die Abgabe von Zeichen einer sehr geringen aber bestimmten Intensität ermöglicht.

Alsdann besteht eine Möglichkeit der Ortsbestimmung darin, daß, wenn sich das Schiff der Küste nähert, z. B. im Punkte *e*, nur die Schwingungen, entsprechend dem Radius 21 der Küstenstation *a*, empfangen werden. Durch einen Vergleich der so empfangenen Schwingungen mit dem geeichten Schiffsnormalsender könnte alsdann die ungefähre Entfernung von der Küstenstation *a* ermittelt werden, und schon hieraus wäre eine Ortsbestimmung möglich, wenn man die Fahrtrichtung auf die Küste zu in der Seekarte einträgt.

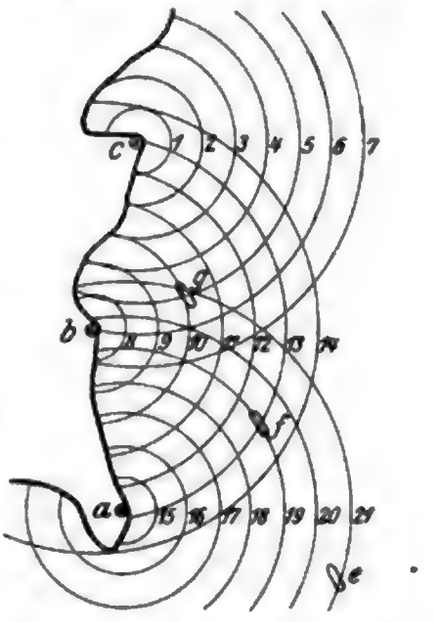


Abb. 476. Vergleichs- und Kreuzpeilungsanordnung von Fessenden.

Nähert sich das Schiff der Küste nun weiterhin bis zur Stelle *f*, so kommt es bereits in den Bereich der Station *b* und erhält von dort Zeichen, entsprechend dem Radius 13, andererseits erhält es von der Küstenstation *a* die Morsezeichen, entsprechend dem Radius 19. Hier würde also schon eine Ortsbestimmung möglich sein, ohne den an Bord befindlichen Schiffssender überhaupt zu betätigen, sofern man weiß, daß die Zeichen, entsprechend dem Radius 13, und die Zeichen, gemäß dem Radius 19, der willkürlich festgelegten Normalintensität entsprechen. Das ist aus dem Grunde von Wichtigkeit, weil infolge der durch die räumlichen Abmessungen an Bord bedingten allzugroßen Nähe des Schiffssenders gegenüber dem Schiffsempfänger ein genauer Intensitätsvergleich an Bord mittels des Schiffssenders kaum möglich sein wird.

Bei weiterer Annäherung des Schiffes, z. B. an der Stelle *g* kommt es bereits in den Bereich der Küstenstation *c*, und es ergibt sich durch den Lautstärkenvergleich mit den Zeichen der andern beiden Küstenstationen eine noch bessere Möglichkeit, den Ort des Schiffes festzustellen.

Wenngleich bis heute derartige Ortsbestimmungen im Schiffsverkehr kaum eingeführt sind, so ist doch zu erwarten, daß insbesondere bei weiterer Zunahme drahtloser Küstenstationen, Ausrüstung derselben mit kontinuierlichen Schwingungen und gerichteten Antennen diese Art der Ortsbestimmung für die ganze Schiffahrt mindestens aber für Schiffe über eine gewisse Tonnenzahl von

Digitized by Google

allergrößter Bedeutung sein wird, da sie von allen Witterungseinflüssen unabhängig sind.

Ortsbestimmung mittels zweier gerichteter Antennen, welche abwechselnd senden (Ortsbestimmung mittels neutraler Linie). Die Unschärfe, welche allen gerichteten Sendern eigen ist, und welche insbesondere auch die Ortsbestimmung beeinträchtigt, kann nach einem Vorschlage von O. Scheller (1907) durch folgenden Kunstgriff beseitigt werden.

Die eine gerichtete Antenne *a a* (siehe Abb. 477) strahlt Zeichen im Rhythmus von Punkten aus, die andere Antenne *b b* strahlt Strichzeichen aus, welche gerade die Pausen zwischen den einzelnen Punkten ausfüllen. Man kann hierzu auch die Morsezeichen *a* (• —) von der einen Station, die Morsezeichen *n* (— •) von der anderen Station benutzen. Befindet man sich alsdann genau in der Halbierungslinie (neutrale Linie, Symmetrierichtung) *c c* des von den Antennen gebildeten Winkels, so hört man einen dauernden Strich. Weicht man von dieser Linie nach der einen Seite ab, so hört man die Punkte, nach der anderen Seite die Striche mit Zwischenpausen. Die Lage der Stationen, welche die Striche, bzw. die Punkte aussenden, wird in den meisten Fällen bekannt sein, so daß man, wenn man auf die neutrale Linie *c c* zusteuert, den betreffenden Ort richtig und scharf anpeilen kann.

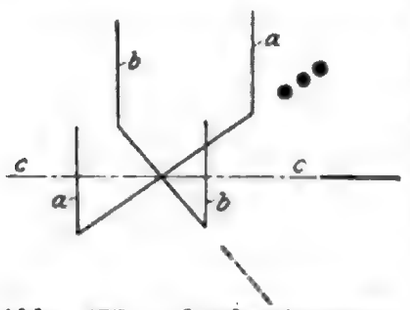


Abb. 477. Ortsbestimmung mittels neutraler Linie.

Wenn auch streng genommen von einer Richtungstelegraphie im physikalischen Sinne bei dieser Anordnung nicht die Rede sein kann, so kann sie doch in der Praxis einen sehr wesentlichen Vorteil besitzen, nämlich den, daß der Empfänger den Sender unter allen Umständen hört, daß er also bei der obigen Anordnung entweder stets den Morsebuchstaben *a* oder den Buchstaben *n* empfängt und auf diese Weise eine Kontrolle des Senders und der Betriebsbereitschaft seines Empfängers besitzt. Er hat auf diese Weise stets die Möglichkeit sich derart zu bewegen, daß er schließlich auf die neutrale Zone, also auf den gerichteten Strahl sich einstellt.

F. Kiebitz hat mit dieser Anordnung, welcher er noch eine dritte Antenne hinzufügte, festgestellt, daß der in der neutralen Linie erzielte Strich einen Knick bekommt, wenn in der betreffenden Richtung ein mooriger Einschnitt vorhanden war. Bei Anwendung längerer Wellen als 700 m λ scheint allerdings der Knick nicht mehr beobachtet worden zu sein.

E. Kombination von Hochantenne mit Niedrigantenne. Gestaltung der Antennenform mit Rücksicht auf Senden und Empfang.

a) Allgemeine Gesichtspunkte für Senden und Empfang.

Das Optimum der Antennenanlage einer drahtlosen Station kann nur dann erzielt werden, wenn man für das Senden eine andere Form und besondere Antenne wählt als für den Empfang, da die Gesichtspunkte für beide voneinander prinzipiell verschieden sind. Die Bestrebungen, für Senden und Empfang getrennte Antennen zu benutzen, sind alt, ließen sich aber bisher im allgemeinen nur bei festen Stationen ohne weiteres durchführen, während bei Schiffs- und beweglichen Stationen höchstens in Ausnahmefällen ein getrennter Aufbau möglich war, schon aus räumlichen, meist aber auch aus zeitlichen Gründen. Für das Senden verlangt man, daß die Antenne eine gewisse möglichst große Energiemenge aufnimmt und mit tunlichst gutem Wirkungsgrad ausstrahlt. Hierzu soll die Antennenkapazität groß sein, nicht zu Sprühverlusten neigen

und nach Möglichkeit offen gebaut sein. Beim Empfang soll umgekehrt die Antenne soviel als möglich Energie aus dem Raum aufnehmen und auf den Empfänger übertragen. Sie muß hierzu denkbar geschlossen sein und eine kleine Kapazität aufweisen, da in diesem Falle die atmosphärischen Störungen den Empfang verhältnismäßig wenig beeinträchtigen (geknickte Marconiantenne, V-Antenne von Bellini-Tosi, Rahmenantenne von Braun, Spulenantenne). Das Ausstrahlen der Energie, also die Anforderungen der Senderantenne werden am besten erfüllt durch einen Luftleiter nicht allzu großer Kapazität und tunlichst großer Vertikalausdehnung, während die Empfangsantenne gerade im Gegensatze hierzu keine allzu große Vertikalausdehnung besitzen soll, da hierdurch nur unnötig viele atmosphärische Störungen in den Empfänger hineinkommen.

b) Vereinigung von Hochantenne und Niedrigantenne.

Ein Beispiel, wie man Hochantenne und Niedrigantenne auf einer drahtlosen Station miteinander verbinden kann, gibt Abb. 478 wieder. *a* ist die Hochantennenanordnung, *c* die Niedrigantenne, welche zweckmäßig die Länge einer halben Welle der ankommenden Schwingungen besitzen soll. Bei dieser Formgebung und Gruppierung ist es möglich, die Antennen infolge des symmetrischen Aufbaues direkt nebeneinander anzuordnen, ohne daß eine wesentliche Beeinflussung der einen Antenne durch die andere stattfindet, da die von der Senderantenne *a* ausgehenden Wellen beispielsweise die Erdungsenden der Niederantenne gleichmäßig erregen, so daß störende Spannungsdifferenzen hierin nicht auftreten können, was weiterhin zur Folge hat, daß ein Gegensprechen mit einer zweiten Station möglich ist. Außerdem hat man hierdurch noch den Vorteil, daß, wenn es gewünscht wird, die Vertikalantenne *a*, welche in der Hauptsache mit dem Senderkreis *b* gekoppelt wird und zu Sendezwecken dienen soll, auch für die Kopplung mit dem Empfangssystem *d* herangezogen werden kann, beispielsweise in solchen Fällen, wo Empfang von weit entfernten Stationen betriebssicher durchgeführt werden soll, bzw. wenn die Amplitude der aufgenommenen Schwingungen nur gering ist.

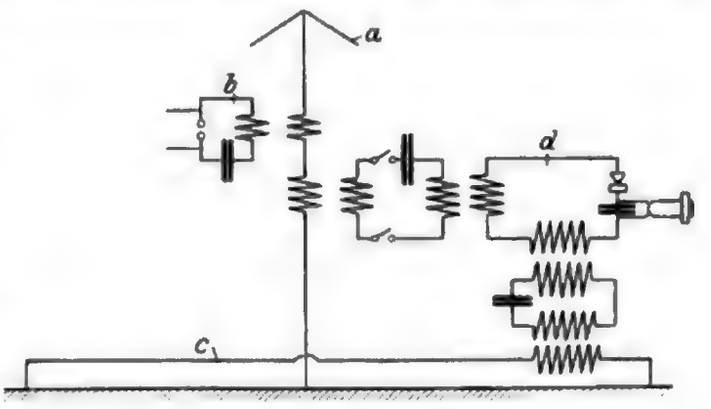


Abb. 478. Vereinigung von Hochantenne und Niedrigantenne. (Telefunken.)

Die Richtwirkung, welche die Empfangsantenne *c* besitzt, geht durch diese Kombination mit der ungerichteten Antenne für den Empfang allerdings in der Hauptsache verloren.

In den meisten Fällen aller künftighin zu errichtenden Stationen, bei denen mehr als ein Antennengebilde inbetracht kommt, wird man für den Empfang wegen der großen hiermit verbundenen Vorteile in elektrischer und betriebstechnischer Hinsicht, Spulenantennen, verbunden mit Hochfrequenzverstärkung-Audion-Niederfrequenzverstärkung, vorsehen.

c) Vorteile der Hochantenne (Senden) und der Niedrigantenne [Spulenantenne] (Empfang). Benutzung mehrerer Antennen auf einer Station.

Die Vorteile der Hochantenne für das Senden bestehen in folgendem:

1. Ist, um eine gegebene Reichweite betriebssicher zu überbrücken, nur ein erheblich geringerer Antennenstrom notwendig als bei einer Niedrigantenne,

Digitized by Google

da diese einen größeren Kapazitätsschluß nach Erde besitzt und infolgedessen stärker gedämpft ist.

2. Werden die Isolatoren der Hochantenne spezifisch wesentlich geringer beansprucht als die der Niedrigantenne, bzw. bei gleicher Beanspruchung werden weniger Isolatoren gebraucht als bei der Niedrigantenne.

Demgegenüber besitzt für das Empfangen die Niedrigantenne folgende Vorteile:

1. Die Antenne kann die für den Empfang günstigste Form erhalten, was dann der Fall sein wird, wenn man sie für Ausnützung der magnetischen Kraftlinien, also beispielsweise in Kreis-, Spulen-, Rahmen- oder Schleifenform baut.

Die atmosphärischen Störungen werden erheblich herabgesetzt, da bei gleicher Energieentziehungsmöglichkeit aus dem ankommenden Felde, wenigstens bei wenig gedämpften und ungedämpften Schwingungen, die für den Empfang erforderliche Energie ohne weiteres entzogen werden kann, während atmosphärische Störungen, bei welchen die Energie der ersten Schwingungen jedes Wellenzuges hauptsächlich inbetracht kommt, keinen oder nur einen geringfügigen Einfluß ausüben können.

2. Die Blitzgefahr ist verringert, da das Niedrigantennengebilde nicht soviel und so hochgelegene Potentialflächen schneidet wie die Hochantenne.

3. Für Richtungstelegraphie ist die Niedrigantenne günstiger, da das Minimum bei ihnen konstanter bleibt als bei der Hochantenne, bei denen es wahrscheinlich infolge Beugung der ankommenden Wellen durch Ionenbänke wandert.

4. Die Anlagekosten sind erheblich geringer als die einer Hochantenne.

Als ein immerhin nicht ganz von der Hand zu weisender Nachteil, insbesondere wenn man von der Niedrigantenne auf die Empfangsspule übergeht, kommt der inbetracht, daß die Reichweite, bzw. die Lautstärke bei Benutzung einer geschlossenen Antenne gegenüber einer offenen Anordnung wesentlich zurückgeht; indessen fällt dieses praktisch kaum sehr ins Gewicht, da die sehr kleine Kapazität einer ganz geschlossenen Antenne (Extremfall: Spulenantenne von ca. 1 m Spulendurchmesser) und ihre sehr geringe Dämpfung infolge des Fortfalles aller Erdverluste und demnach erzielter besserer Abstimmschärfe selbst bei leiserem Empfang, der aber durch eine Verstärkungseinrichtung ohne weiteres laut gemacht werden kann, die erhebliche Überlegenheit gegenüber dem Empfang mit offener Antenne dartun.

Als ein keinesfalls ganz unwesentlicher Vorteil der geschlossenen Antenne (Spulenantenne, Rahmenantenne) ist ferner noch der anzusehen, daß es infolge der sehr geringen Rückwirkung mehrerer Spulenantennen aufeinander möglich ist, die Spulenanordnungen sehr dicht nebeneinander aufzubauen und mit sehr niedrigen Haltevorrichtungen auszukommen, also erheblich an Kosten zu sparen.

Während beim Empfang bis zu etwa 3000 km Reichweite die Abmessungen der Empfangsspulenantenne sehr klein sein können (ca. 1—2 qm Fläche), muß man für betriebssicheren Empfang bei größeren Entfernungen doch auf erheblich größere Abmessungen übergehen. Es dürften für einen Empfang bis zu ca. 15 000 km die Seitenlänge der Empfangsantenne kaum wesentlich unter 50 m bei etwa halber Höhe zu wählen sein.

Ein weiterer nicht unerheblicher Vorteil, wenn man auf einer Senderstation mehrere verschieden große und miteinander tunlichst nichtgekoppelte Antennen zur Verfügung hat, ist der, daß man je nach der zu überbrückenden Entfernung und den zeitweisen atmosphärischen Verhältnissen sich diejenige Antenne auswählen kann, welche unter Berücksichtigung absoluter Betriebssicherheit mit Hochfrequenzenergie zu versorgen ist. Es lassen sich da bei Verkehrsstationen, da man bei günstigen Verhältnissen eventuell mit kleineren Sendern und

Digitized by Google

Antennen auskommen kann, im Jahr sehr erhebliche Energieersparnisse erzielen, welche sich direkt in KW-Stunden, also in kg Heizmaterial ausdrücken.

F. Wahl der Antennenform und Anordnung. Gesichtspunkte für den Stationsbetrieb.

Die obigen Gesichtspunkte, insbesondere die Berücksichtigung der Vorteile und Nachteile der Hoch- und Niedrigantenne können aber allein noch nicht für die Wahl der Antennenform und -ausdehnung maßgebend sein. Es sind vielmehr noch folgende Betrachtungen zu berücksichtigen:

In erster Linie werden für die Antennenform und -größe die an die Station zu stellenden Anforderungen, also insbesondere die betriebssichere Reichweite und die jeweiligen örtlichen Verhältnisse maßgebend sein.

Bei festen Stationen ist im großen ganzen noch die größere Freizügigkeit in bezug auf Form und Ausdehnung vorhanden. Es kommen außer Leistung und Gelände, auf welchem die Antennen errichtet werden sollen, der Entfernung der Oberfläche vom Grundwasserspiegel, Abstand des Stationsgeländes von der Meeresküste usw. die durch den Weltkrieg gewonnenen Erfahrungen bezüglich Beschießung durch Artillerie, Fliegerbomben usw. inbetracht.

Bei beweglichen Stationen ist die Freizügigkeit um so beschränkter, je kleiner und leichter die Stationen und somit die Antennenanordnung ausfallen muß. Die günstigsten Bedingungen liegen meist noch bei Schiffsstationen vor, wo immerhin im allgemeinen relativ hohe und feste Masten für die Aufrechterhaltung der Antenne und Seewasser für die Erdung zur Verfügung stehen. Bei fahrbaren und tragbaren Stationen kommt es auf das zulässige Maximalgewicht, Transportfragen u. dgl. an. Es kann in elektrischer Beziehung eine T-förmige Antenne günstiger sein als eine Schirmantenne, welche allerdings in mechanischer und betriebstechnischer Hinsicht infolge symmetrischer Belastung des Antennenträgers, leichten Aufrichtens und Zusammenlegens Vorteile besitzt. Bei Tauchboot-, Luftschiff-, Ballon- und Flugzeugstationen sind außer den seemännischen und aeronautischen im allgemeinen die militärischen und betriebstechnischen Anforderungen für die Antennenform maßgebend.

Zusammenfassend kann für alle Anordnungen gesagt werden, daß die Antenne in erster und hauptsächlichster Linie für das Senden geformt und dimensioniert werden sollte. Nach allen Erfahrungen kann als feststehende Tatsache gelten, daß die Hochantenne für das Senden allen anderen Formen überlegen ist, und daß ihr elektrischer Wirkungsgrad um so günstiger ausfällt, je höher und je größer das aktive Metallgebilde über der resultierenden Erdoberfläche ausgespannt ist. Ferner ist noch folgendes zu berücksichtigen. Bei diskontinuierlichen Schwingungen muß man, infolge der vorhandenen Pausen zwischen den einzelnen Schwingungskomplexen und der hierdurch bedingten größeren Amplitude als bei kontinuierlichen Schwingungen, der Antenne größere Kapazität oder auch größere räumliche Ausdehnung geben, als wenn an diese ein Sender für undämpfte kontinuierliche Schwingungen angeschlossen ist. Dieser Vorteil, der bei ungedämpften Senderschwingungen vorhanden ist, wird allerdings durch die hierbei unbedingt nötige bessere Isolation teilweise wieder wettgemacht.

Außer den rein technischen Erwägungen werden für den Bau und die Formgebung der Antenne aber auch noch andere mehr wirtschaftliche Gesichtspunkte inbetracht kommen. Nicht zuletzt spielt die Wahl des Sendersystems hierbei eine Rolle. Wenn man beispielsweise die Antenne durch eine Hochfrequenzmaschine speist, hat man eine größere Anzahl von Möglichkeiten zur Auswahl, als dies bei anderen Senderanordnungen der Fall ist, da die Leistung der Hochfrequenzmaschine unschwer und unter Aufwand relativ geringer Kosten gesteigert werden kann. Allerdings kann die Betriebsstofffrage eine gravierende Rolle

Digitized by Google

dabei spielen. Immerhin hat man bei der maschinellen Hochfrequenzerzeugung die Möglichkeit, die verlangte Strahlungsenergie entweder mit kleinerer Maschine und größerer Antenne, oder mit größerer Maschine und kleinerer und infolgedessen wesentlich billigerer Antenne herzustellen. Die vorstehend erwähnten Gesichtspunkte, zusammen mit den jeweiligen örtlichen Verhältnissen werden von Fall zu Fall die günstigsten Verhältnisse erkennen lassen.

Für den Empfang braucht diese Antennenform keineswegs ein Optimum darzustellen. Sie wird es bei einer für das Senden günstigst bemessenen Antenne auch im übrigen gemäß obigen Ausführungen (c) nur in Ausnahmefällen sein. Für den Empfang kann eine Niedrigantenne nicht nur dieselben, sondern erheblich günstigere Resultate ergeben wie eine Hochantenne, insbesondere da im allgemeinen wesentliche Vorteile der Störungsfreiheit usw. mit dieser Anordnung verbunden sein werden. Da fast ausschließlich mit tönendem Empfang im musikalischen Bereiche gearbeitet wird (tönender Funkensender, Vieltonsender, Schwebungsempfang auf der Empfangsseite bei kontinuierlichen Senderschwingungen) ist zudem in einfachster Weise die Möglichkeit gegeben, nahezu beliebig die Empfangsschwingungen wirksam zu verstärken. (Hochfrequenzverstärkung — Audionröhre — Hochfrequenzempfang.)

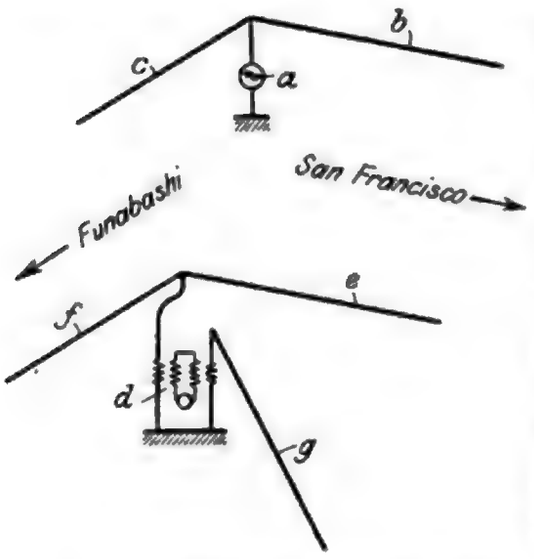


Abb. 479. Schema einer Relaisstationsanordnung. Verschieden gerichtete Senderluftleiter für gleichzeitiges Senden und Empfangen vorgesehen.

Besondere Antennenkombinationen erhält man notwendigerweise, wenn mit Relaisstationen gearbeitet wird und verschieden gerichtete Senderluftleiter bei gleichzeitigem Senden und Empfang vorgesehen werden sollen. Für eine Relaisstation, welche beispielsweise nicht in der geraden Verbindungslinie zwischen den beiden Hauptstationen liegt (San Franzisco-Honolulu, Honolulu-Funabashi), ergibt sich die schematisch in der perspektivischen Abb. 479 wiedergegebene Antennenanordnung. (Siehe auch I, Abb. 601, S. 559.) *a* ist der Sender, *b* ist der nach San Franzisco hin gerichtete, *c* der nach Funabashi gerichtete Sendeluftleiter, *d* ist der von *a* etwa 30 km entfernt angeordnete Empfänger, *e* der nach San Franzisco, *f* der nach Funabashi gerichtete Empfangsluftleiter, zu denen noch ein auf der Antennenrichtung *e* ungefähr senkrecht stehender Ausgleichsluftleiter *g* hinzukommt (siehe Abb. 601, S. 559), um die Senderschwingungen von *a* auf den Empfänger *g* mehr oder weniger vollkommen unwirksam zu machen. Die Anordnung ermöglicht also nicht nur einen Doppelbetrieb nach beiden Richtungen hin, sondern es kann auch jede der Stationsverbindungen unabhängig von der anderen betrieben werden.

Für in Zukunft zu errichtende Stationen dürfte aber in immer zunehmenderem Maße, je dichter die Stationen auf dem betreffenden Gelände zusammen gedrängt sind, sich die Notwendigkeit herausstellen:

1. mit möglichst scharf gerichteten Antennen mindestens beim Senderbetrieb zu arbeiten,
2. möglichst resonanzfähige, kontinuierliche Schwingungen tunlichst unter Vermeidung von Oberschwingungen anzuwenden und
3. die Senderleistung der jeweilig betriebssicher zu überbrückenden Entfernung anzupassen.

Digitized by Google

Es müßte also angestrebt werden, damit ein gegenseitiges Stören der Sender tunlichst vermieden wird, daß sich eine Strahlwirkung, etwa Abb. 480 entsprechend, ergibt. Hierin ist *a* eine Sendestation mit gerichteter Antennenanordnung, durch welche tunlichst nur der durch die Radien *b* und *c* eingeschlossene gestrichelte Raum bestrichen wird, so daß z. B. nur eine Empfangsanlage *d* die Senderschwingungen betriebssicher erhält (siehe auch Abb. 579, S. 532).

Eine andere Sendeanlage *e* dürfte beispielsweise nur den von den Radien *f* und *g* eingeschlossenen Raum beherrschen, so daß die in diesem Raum liegenden Empfangsstationen *h* und *i* von ihr Sendeenergie erhalten. Hingegen dürften diese beiden Empfangsstationen *h* und *i* nicht von der Senderanlage *a* und auch nicht von deren Oberschwingungen gestört werden. Damit aber auch weiter entfernt liegende Empfänger, wie z. B. ein Empfänger *k*, welcher mit dem Sender *l* verkehren soll, von der Sendestation *a* nicht gestört wird, müßte weiterhin noch die Senderenergie begrenzt sein, also beispielsweise nur den durch die jeweiligen Radien abgegrenzten Raum beherrschen. Selbstverständlich wird es nicht gelingen, die Anordnung so genau einzustellen, daß bei relativ zu geringem Abstand der betriebssicher zu erreichenden Empfangsstationen, also im vorliegenden Fall der Stationen *d*, *h* und *i*, von dem außerhalb des gewünschten Bereiches liegenden Empfänger, also z. B. vom Empfänger *k*, eine Störung des letzteren vermieden wird, immerhin müßte jedoch auf eine Rationierung der Sendeenergie hingearbeitet werden. Dieses vielleicht heute noch etwas ideal anmutende Ziel kann selbstverständlich nur mit vollkommen kontinuierlich ungedämpften Schwingungen erzielt werden, welche fernerhin noch in weitgehendstem Maße der Forderung entsprechen müssen, entweder keine Oberschwingungen aufzuweisen oder aber nur Oberschwingungen mit gering ausgeprägten Amplituden zu besitzen.

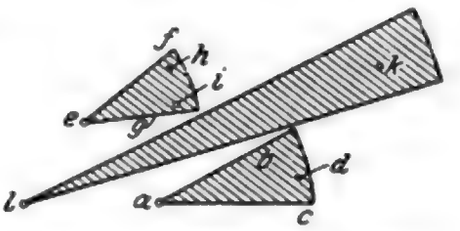


Abb. 480. Anzustrebende Strahlwirkung von drahtlosen Sendern zur Vermeidung von Störungen.

5. Die Fortpflanzung der elektromagnetischen Wellen.

Wir hatten bereits oben gesehen (siehe Abb. 380, S. 360), in welcher Weise sich ein elektrisches und magnetisches Feld um den schwingenden Oszillator ausbildet. Diese Felder befinden sich aber nicht in Ruhe; Abb. 380 stellt vielmehr nur einen momentanen Zustand der Feldausbildung dar.

A. Kraftlinienausbildung und Abschnürung beim schwingenden Oszillator.

a) Das magnetische und das elektrische Feld.

Das magnetische Feld besteht aus konzentrischen Kreislinien zum Oszillator als Achse.

In welcher Weise man sich den weiteren zeitlichen Verlauf des elektrischen Feldes und damit die eigentliche Strahlwirkung der Antenne vorzustellen hat, geht am besten aus den von Hertz selbst für ungedämpfte Schwingungen gezeichneten Abbildungen für die Ausbreitung der elektrischen Felder bei einem gradlinigen Oszillator hervor. Gemäß seiner Fundamentalarbeit über „Strahlen der elektrischen Kraft" sind in Abb. 481 verschiedene charakteristische Phasen des Kraftlinienverlaufes wiedergegeben.

Digitized by Google

In dem obersten Bilde (Abb. 481) ist ein Zustand, etwa Abb. 380 entsprechend, gezeichnet. Die Ladung der beiden, aus zeichnerischen Gründen sehr kurz dargestellten Oszillatorhälften ist im Zunehmen begriffen, und die elektrischen Kraftlinien verlaufen im wesentlichen auf dem kürzesten Wege zwischen den beiden an den Enden mit Kugeln versehenen Oszillatorhälften.

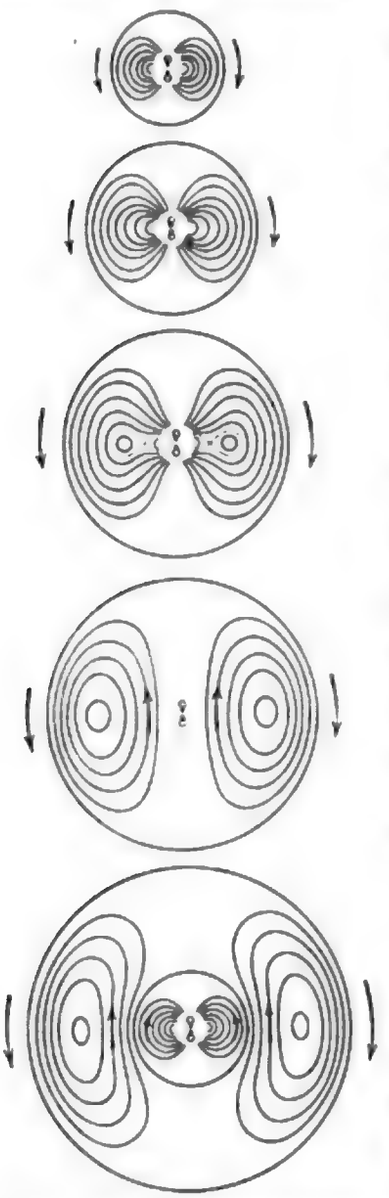


Abb. 481. Charakteristische Phasen der Kraftlinienausbildung und Abschnürung.

In dem darunter stehenden Bilde von Abb. 481 ist ein zeitlich folgender Zustand schematisch zum Ausdruck gebracht. Die Ladung der Oszillatorhälften nimmt noch zu, und die Kraftlinien breiten sich allseitig aus, ohne jedoch vorläufig sich abzuschnüren und wegzuwandern.

In dem mittleren Bilde ist eine weitere Ausbreitung der Kraftlinien zu bemerken, wobei die Ladung der Oszillatorhälften schon abnimmt und bereits der Zustand eintritt, daß die vorher positiv geladene Oszillatorhälfte nunmehr einen negativen Ladungscharakter erhält und umgekehrt.

In dem nächsten Moment, welcher der Umladung der Oszillatorhälften vorausgeht, findet gemäß Abb. 481 4. Bild die „Abschnürung" der Kraftlinien statt. Die Kraftlinien wandern nunmehr als selbständige Ringgebilde in den Raum hinaus, und es entsteht sofort eine neue Aufladung der Oszillatorhälften im entgegengesetzten Sinne, deren Kraftlinienbild zusammen mit den eben abgeschnürten Kraftlinien die unterste Darstellung von Abb. 481 wiedergibt.

b) Wellenausbildung, einfaches Wechselfeld, Phase und Amplitude.

Man bezeichnet die auf vorstehende Weise abgewanderten magnetischen und elektrischen Kraftlinienfelder als „Wellen", und zwar wegen ihrer besonderen Beschaffenheit als „freie Ätherwellen", welche in der drahtlosen Telegraphie jedoch nur angenähert und nur in dem einen Spezialfalle bei gewissen Flugzeug- oder Luftschiffsendern auftreten können.

Diese Wellen breiten sich nach allen Richtungen hin gradlinig vom Oszillator aus und erzeugen in jedem betrachteten Punkt ein einfaches Wechselfeld, welches gemäß Abb. 482 sinusförmigen Verlauf hat.

Im übrigen gilt hierfür die schon oben (siehe I, S. 121 und S. 361) abgeleitete Beziehung

$$\lambda = \frac{v}{\nu}; \; v = \lambda \cdot \nu$$

worin

λ die Länge der Welle,
v die Fortpflanzungsgeschwindigkeit = Lichtgeschwindigkeit,
ν die Frequenz ist.

Die Phase der Schwingungen ist an den verschiedenen Punkten verschieden. Haben die miteinander verglichenen Punkte einen Abstand voneinander gleich $\mathfrak{p}$, so ist die Phasenverschiebung ψ

$$\psi = \frac{2\pi v}{\lambda};$$

Das gleiche gilt für die Feldamplituden. Dieselben nehmen, wie schon oben (S. 362) ausgeführt, immer mehr ab, je weiter der betreffende Punkt vom Oszillator entfernt ist. Über die Größenverhältnisse siehe unten bei der Antenne (siehe S. 458).

c) Elektrisches und magnetisches Feld in großer Entfernung vom Oszillator.

Bei im Verhältnis zur ausgestrahlten Wellenlänge großer Entfernung kann man die magnetische und elektrische Welle als Kugelwelle ansehen, welche auf nicht allzu großen Flächen als eben betrachtet werden kann.

Man erhält alsdann, wie schon oben gezeigt war, für das magnetische und elektrische Feld, die Fortpflanzungsgeschwindigkeit und die durch den Oszillator gelegte Mittelebene die Anschauung gemäß Abb. 482.

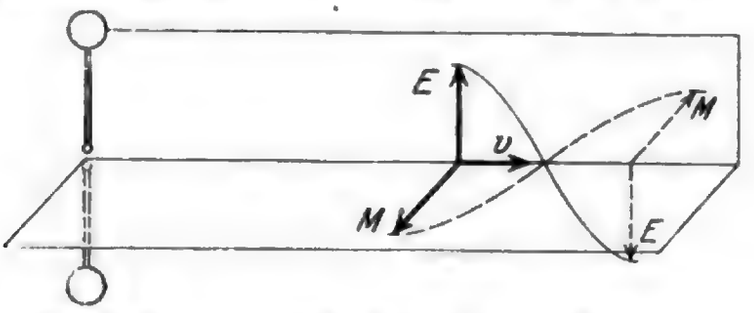


Abb. 482. Magnetisches und elektrisches Feld, Fortpflanzungsgeschwindigkeit.

Die Feldamplituden ergeben sich alsdann zu:

$$\text{Amplitude}_{\text{magnetisch}} = 2\pi \cdot \frac{l}{m\lambda} \cdot J_{max}\, a \cdot h$$

$$\text{Amplitude}_{\text{elektrisch}} = 2\pi v \cdot \frac{l}{m\lambda} \cdot J_{max}\, a \cdot h$$

worin J_{max} die Stromamplitude im Strombauch des Oszillators.
m der Abstand vom Oszillator,
h die Oszillatorlänge (Höhe) ist.

Die magnetische und elektrische Feldamplitude stehen also aufeinander senkrecht, sind somit um 90° in der Phase gegeneinander verschoben.

d) Der Strahlungswiderstand des einfachen Oszillators.

Selbst wenn man annimmt — was praktisch ja niemals der Fall sein wird — daß der Oszillator keine Widerstands- oder sonstigen Verluste aufweist, so wird doch durch die Strahlung eine Energieabgabe bewirkt, welche die Nutzleistung des Oszillators, nämlich die Strahlungsleistung, darstellt. (Siehe auch I. S. 362 ff.)

Bei großer Wellenlänge λ gegenüber der Oszillatorlänge $2l$ ist für Schwingungen konstanter Amplitude (nach H. Hertz) die

$$\text{Strahlungsnutzleistung} = J_1^2 \cdot 80\pi^2 \cdot \left(\frac{2l}{\lambda}\right)^2.$$

Analog der Arbeitsgleichung $E = J^2 \cdot w$ bezeichnet man den Ausdruck $80\pi^2 \cdot \left(\frac{2l}{\lambda}\right)^2$ als Strahlungswiderstand $= w_{str}$ also

$$\text{Strahlungsleistung}^{\text{pro sec}} = J_1^2 \cdot w_{str}.$$

Digitized by Google

Beim geerdeten Oszillator, wo also nur die Länge l inbetracht kommt, wird die Strahlungsleistung nur halb so groß, also

$$\text{Strahlungsleistung} = J_1^2 \cdot 160\,\pi^2 \cdot \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2$$

sofern man annehmen kann, daß die Stromverteilung gleichförmig ist, was praktisch meist nicht der Fall ist. Für die im allgemeinen stets vorhandene ungleichförmige Stromverteilung ist beim geerdeten Oszillator mit der „wirksamen Antennenhöhe" zu rechnen, wodurch w_{str} stets erheblich kleiner wird.

Es ist noch ausdrücklich zu bemerken, daß der Strahlungswiderstand an sich keine wirkliche, sondern nur eine gedachte, für die Rechnung bequeme Größe darstellt. Wenn man sich also den entsprechenden Schwingungskreis vorstellt, in welchen der Strahlungswiderstand w_{str} eingeschaltet gedacht wird, der der wirklichen Strahlung entspricht, so hat man diese Einschaltung sich an derjenigen Stelle zu vergegenwärtigen, an welcher J_{max} vorhanden ist.

B. Ätherwellen eines geerdeten Oszillators (Antenne).

a) Fortpflanzung über ebenem Boden von ideal guter Leitfähigkeit, wobei die Atmosphäre ein homogenes vollkommen isolierendes Medium.

Die sämtlichen bisher wiedergegebenen Betrachtungen gelten unter der Einschränkung, daß die Atmosphäre ein homogenes, vollkommen isolierendes

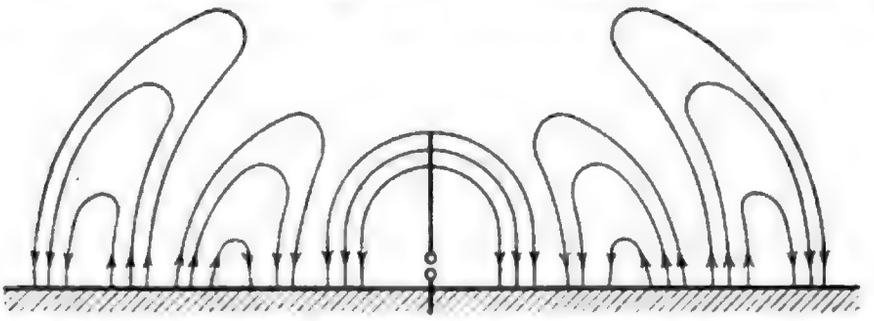


Abb. 483. Bild der elektrischen Kraftlinien beim geerdeten Oszillator (Antenne).

Medium sei. Dieses ist in Wirklichkeit auch nicht im entferntesten der Fall, sondern man hat vielmehr u. a. stets mit einer gewissen Ionisation zu rechnen, welche die Erscheinungen sehr wesentlich modifizieren können. Hierauf ist auf S. 446ff. näher eingegangen.

Im allgemeinen hat man es bei allen auf der Erde befindlichen Stationen, im Gegensatz zu den freien Ätherwellen eines gradlinigen Oszillators, mit sog. „halbfreien Ätherwellen" zu tun. Man kann sich dieselben in einfacher Weise dadurch gebildet vorstellen, daß man stets die untere Oszillatorhälfte der Darstellung in Abb. 380. S. 360 fortläßt.

Diese Vorstellung ist zulässig unter der Annahme, daß der Erdboden zwischen Sender und Empfänger ideal gut leitend und eben ist.

Man erhält alsdann von einem geerdeten Oszillator, d. h. also von einem einfachen z. B. durch eine Funkenstrecke angestoßenen Antennendraht, ein Bild der elektrischen Kraftlinien, wie es Abb. 483 wiedergibt. Es wird ein Wellenimpuls nach dem anderen abgeschnürt und wandert mit entsprechend umgekehrter Ladung wie der vorhergehende annähernd mit Lichtgeschwindigkeit v in den Raum hinaus, wobei es vorkommen kann, daß diese etwas verschieden von der Größe $3 \cdot 10^{10}$ cm/sec, aber niemals sehr abweichend von ihr ist.

Digitized by Google

Je größer der Abstand des betrachteten Punktes vom Sender ist, um so mehr werden die elektrischen Kraftlinien zu Kreislinien, und um so weniger macht die Antennenform, die für die Nähe beim Sender noch wesentlich ist, etwas aus.

Aus Abb. 483 ist ersichtlich, daß die elektrischen Kraftlinien senkrecht zur Erdoberfläche stehen, die magnetischen Kraftlinien laufen parallel zu derselben (siehe auch unten Abb. 484) und bilden in unmittelbarer Nähe des Oszillators um diesen herum ein kreisförmiges magnetisches Feld.

Das elektrische Feld ist mit dem magnetischen gleichphasig.

Es ist analog den oben beim gradlinigen Oszillator gefundenen Ausdrücken die

$$\text{Amplitude}_{\text{magnetisch}} = 4\pi \cdot \frac{1}{m\lambda} \cdot J_{max}\, a \cdot h^{CGS}$$

$$\text{Amplitude}_{\text{elektrisch}} = 4\pi\nu \cdot \frac{1}{m\lambda} \cdot J_{max}\, a \cdot h^{Volt/cm}$$

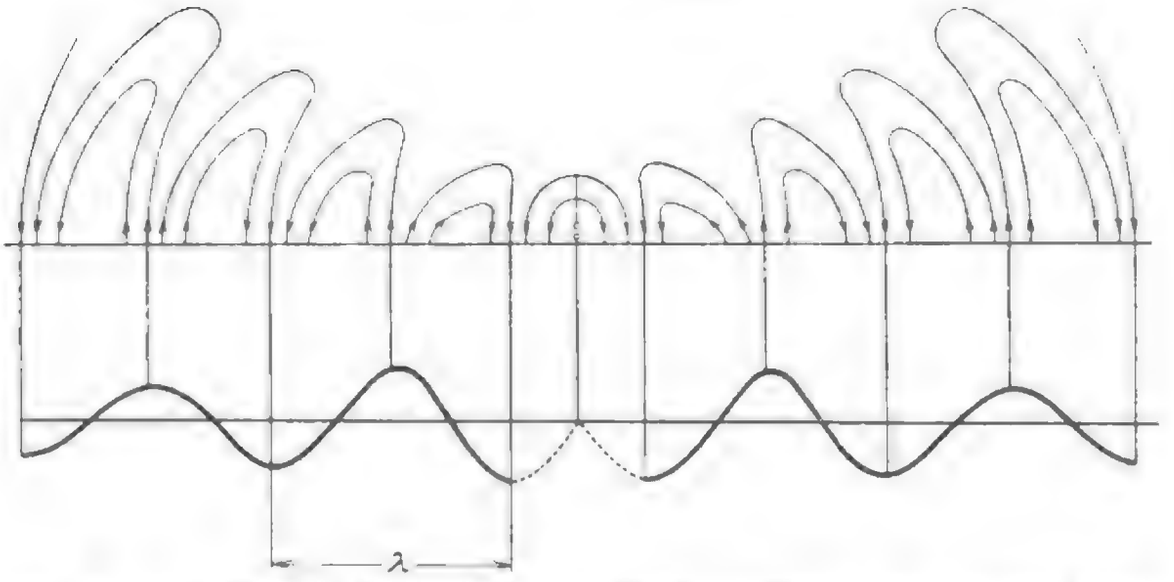


Abb. 484. Abnahme der Amplitude mit wachsender Entfernung vom geerdeten Sender.

Hierin ist:

J_{max} die Stromaplitude im Strombauch der Antenne,
m der Abstand vom Sender,
h die Höhe der Antenne,
a der „Wirksamkeitsfaktor" der Antenne (Antennenformfaktor).
also a h = die „wirksame Antennenhöhe". (Siehe oben S. 361)

In Abb. 484 ist eine etwas andere Darstellung der von der Senderantenne erzeugten Wellen gegeben unter Eintragung der Wellenlänge und Abnahme der Amplitude mit wachsender Entfernung vom Sender.

b) Fortpflanzung über ebenem Boden von verschiedener Leitfähigkeit bei einer Atmosphäre wie unter B, a.

Man stellt sich nach A. Sommerfeld (1909) vor, daß die so entstehenden Wellen, welche „Raumwellen" genannt werden, auf die Erde auftreffen, nur außerordentlich wenig in diese eindringen — bei Boden selbst mit gutem Leitvermögen ist schon bei wenigen Metern Tiefe und mittlerer Wellenlänge die Amplitude der Schwingungen kaum noch nennenswert — und eine anders geartete Wellenform, nämlich die sog. „Oberflächenwellen" erzeugen.

Digitized by Google

Es ergibt sich somit die Vorstellung, daß die von der Antenne ausgestrahlten Wellen in ihrer Fortpflanzung einen doppelten Charakter, nämlich den der Raumwellen und der Oberflächenwellen besitzen. Es ist aber nicht außer acht zu lassen, daß in physikalischer Beziehung beide Formen miteinander identisch und eben nichts weiter als elektromagnetische Wellen sind. Indessen ist für die Vorstellung die geschilderte Trennung des Schwingungsvorganges von Bedeutung.

Unter der Voraussetzung, daß die Erdoberfläche zwischen Sender und Empfänger vollkommen eben ist, und unter weiterer Voraussetzung, daß die Atmosphäre zwischen Sender und Empfänger ein homogenes, absolut isolierendes Medium darstellt, entspricht bei den Raumwellen die Energiestrahlung $\sim \frac{1}{m^2}$, und die Amplitude der Feldstärke $\sim \frac{1}{m}$, sofern unter m der Abstand zwischen Sender und jeweilig betrachtetem Punkt (Empfänger) bezeichnet wird.

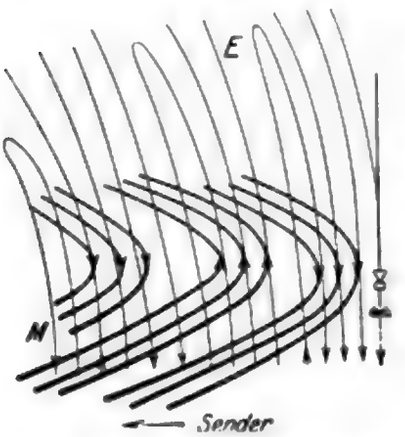


Abb. 485. Beim Empfänger einlangende elektrische Kraftlinien E u. magnetische Kraftlinien M.

Bei der Oberflächenwelle entspricht die Energiestrahlung $\frac{1}{m}$, die Abnahme der Amplitude $\sim \frac{1}{\sqrt{m}}$, trotz der oben gemachten wesentlichen Einschränkung auch im wesentlichen bei den Stationen der Praxis.

Es ist ferner zu beachten, daß eine weitere wesentliche Verlustquelle bei der Wellenfortpflanzung in der Absorption der Wellen besteht. Dadurch nämlich, daß die Wellen auf den Erdboden auftreffen, rufen sie in diesem gleichfalls ein elektrisches Feld hervor, wodurch um so mehr Energie verbraucht wird, je geringer das Leitvermögen und die Dielektrizitätskonstante des Erdbodens sind.

Infolgedessen tritt bei immer größer werdender Entfernung des Empfängers vom Sender immer mehr der Oberflächenwellencharakter der ausgesandten Schwingungen hervor. Auch hierfür ist die Wellenlänge der Schwingungen wesentlich. Je geringer die Wellenlänge, das Leitvermögen und die Dielektrizitätskonstante der Erde an der betreffenden Stelle sind, um so eher geht der Raumwellencharakter in den Oberflächenwellencharakter über. Im übrigen ist zu beachten, daß als weitere wesentliche Verlustquellen der jeweilige Zustand der Atmosphäre und die Kugelgestalt der Erde hinzukommen, auf welche weiter unten eingegangen wird.

Aus der perspektivisch gedachten Abb. 485 soll ferner ersichtlich sein, daß bei einer im Verhältnis der Wellenlänge großen Entfernung des Empfängers vom Sender und unter der Voraussetzung einer Erde von ideal gutem Leitvermögen die elektrischen Kraftlinien E senkrecht zur Erdoberfläche stehen, während die magnetischen Kraftlinien M, welche in der Abbildung der besseren Übersichtlichkeit halber kreisförmig und mit perspektivischen Verstärkungen dargestellt sind, während sie selbstverständlich in größerer Entfernung vom Sender fast gradlinig und parallel zueinander verlaufen und den vertikalen Antennenteil schneiden, senkrecht auf den elektrischen Kraftlinien stehen.

Es wird infolgedessen in der Empfangsantenne, welche einen gewissen Widerstand besitzt, eine Strömung hervorgerufen, welche c. p. um so größer ist, je besser die Empfangsantenne auf die ankommenden Wellen abgestimmt ist. In diesem Falle der Abstimmung wird die Empfangsantenne zu stehenden Schwingungen angestoßen. Hierbei sind die magnetische und elektrische Feldstärke in gleicher Phase zueinander.

Diese Voraussetzung gilt aber bereits nicht mehr für Seewasser, obwohl dieses noch eine sehr gute Leitfähigkeit besitzt, viel weniger noch für Süßwasser, feuchten oder gar trockenen Boden.

Alsdann ist zwar immer noch die Richtung der magnetischen Kraftlinien M parallel zur Erdoberfläche. Die elektrischen Induktionslinien verlaufen jedoch in Richtung der ankommenden Wellen zur Erdoberfläche geneigt.

Nach dieser Betrachtung ist es einleuchtend, daß die Gesichtspunkte der auf das elektrische Feld angewiesenen Hochantenne bezüglich der Dimensionierung der elektrischen Elemente in Fortfall kommen, sobald man eine Antenne wählt, welche auf das magnetische Feld angewiesen ist. Außer der Schleifenantenne gehört hierzu der neuerdings zu immer größerer Bedeutung für Empfangszwecke werdende Spulenempfänger (siehe Abb. 486, in welcher ein Teil der magnetischen Kraftlinien durch kleine Kreise angedeutet ist, und worin a die Spulenwindungen, b ein Abstimmkondensator und c der Verstärker mit Detektor und Telephon ist), welcher für sehr viele Zwecke anwendbar ist und stets den Vorteil der Billigkeit, einfachen Montage, raschen Bedienbarkeit und leichten Drehbarkeit (Richtungsempfang) besitzt. Offenbar werden in dem Raume, in welchem die Spulenempfängerwindungen angeordnet sind, die magnetischen Kraftlinien förmlich hingezogen und verlaufen dann so, daß sie in unmittelbarer Nachbarschaft der Spulenwindungen gedrängter sind als außerhalb der Spulenwindungen bzw. im Inneren derselben.

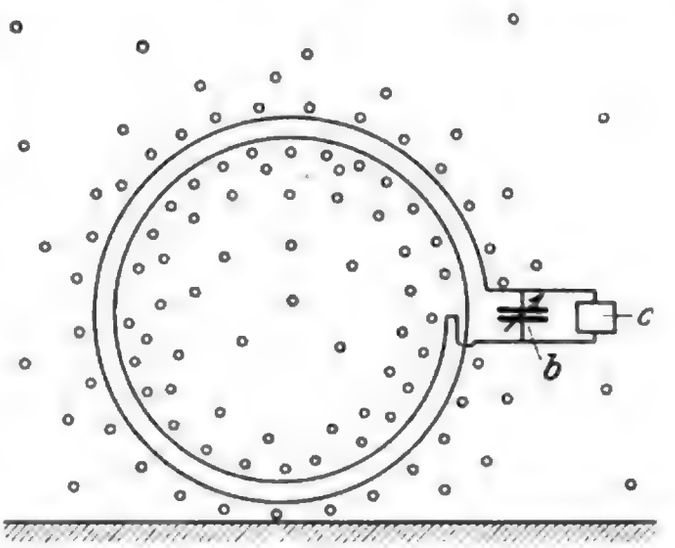


Abb. 486. Spulenempfänger im magnetischen Kraftlinienfeld.

Nach J. Zenneck (1913) kommt zu der senkrechten Komponente der elektrischen Kraftlinien noch eine horizontale Komponente hinzu, welche in Richtung der Erdoberfläche verläuft. Insbesondere kann bei kleiner Dielektrizitätskonstante diese horizontale Komponente eine sehr erhebliche Größe annehmen, so daß dementsprechend die elektrischen Induktionslinien stark geneigt sind. Das elektrische Feld ist alsdann kein reines Wechselfeld mehr, sondern besitzt infolgedessen eine starke Drehfeldkomponente, welche man nach Art eines Vektordiagramms darstellen kann, und für welche Abb. 487 ein Beispiel für sehr trockenen Boden zeigt, woraus der elliptische Feldcharakter hervorgeht.

Im Gegensatz zu der Darstellung von Abb. 483, welche ein ideal gutes Leitvermögen des Bodens voraussetzte, ergibt sich nach P. Epstein (1910/11), unter Annahme von noch immerhin gutem Leitvermögen bei $\lambda = 2000$ m und einem Abstande von etwa 30 Wellenlängen vom Sender, ein Kraftlinienbild gemäß Abb. 488. Hieraus ist auch der angenäherte Kraftliniencharakter in größerer Höhe über dem Erdboden zu ersehen, wobei zu beachten ist, daß der Maßstab von z mit 12 zu multiplizieren ist, um auf den gleichen Maßstab von m zu gelangen. Die punktiert eingezeichnete Linie stellt (bei 30,25 λ) also in Wirklichkeit ein Kreislinienstück dar.

Die Abnahme der Amplitude findet, wie dies auch aus dem Vorhergehenden hervorgeht, um so mehr statt, je trockner der Boden und je kleiner die Wellenlänge ist. Für den Wirkungsgrad der Stationen ist es daher zweckmäßig:

Digitized by Google

1. mit möglichst großen Wellenlängen zu arbeiten,
2. die Stationen so nahe als möglich ans Meer heranzurücken, möglichst sogar ins Meer hinein zu bauen.

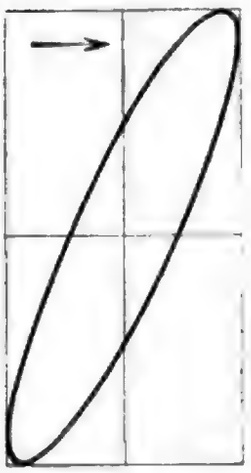


Abb. 487. Vektordiagramm. Elliptischer Feldcharakter bei sehr trockenem Boden.

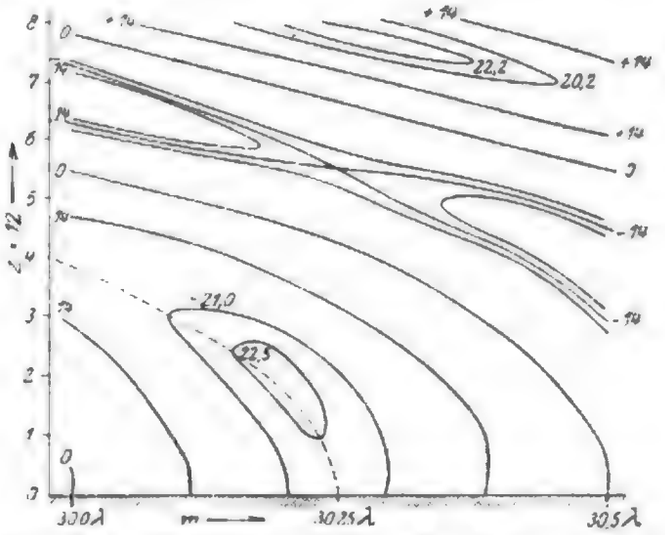


Abb. 488. Kraftlinienbild beim Empfänger bei gut leitendem Boden und m ~ 30 Wellenlängen, nach Epstein.

Letzteres bringt auch noch den weiteren Vorteil mit sich, daß alsdann die öfters beobachtete „Führung" der Wellen durch die Wasseroberfläche ausgenutzt werden kann und auch hierdurch Verluste vermieden oder wenigstens eingeschränkt werden.

C. Abhängigkeit der Reichweite einer drahtlosen Station.

Die Reichweite einer drahtlosen Station hängt im wesentlichen von folgenden Faktoren ab:

a) Von der Antennenenergie (Wellenlänge).

Die Antennenenergie ist bekanntlich das Produkt aus dem Quadrate der Antennenstromstärke und dem gesamten Antennenwiderstande. Ob es sich hierbei um kontinuierliche oder diskontinuierliche Schwingungen handelt, ist bezüglich der Antennenenergie erst von sekundärer Bedeutung (siehe unten). Wesentlich ist hingegen die benutzte Wellenlänge, und die Reichweite wird bis zu einem bestimmten Betrage zwischen zwei Stationen um so günstiger, je größer die Wellenlänge ist.

Vergegenwärtigt man sich die Aussendung von Schwingungen großer und kleiner Wellenlänge, so erkennt man, daß bei kleinen Wellen eine oftmaligere Reflexion derselben am Erdboden, bzw. auch an den oberen leitenden Atmosphärenschichten vorhanden ist als bei längeren Wellen. Jede Reflexion ist aber zugleich die Quelle von Absorption, wodurch eine entsprechende Verringerung der für den Empfänger zur Verfügung stehenden Energie herbeigeführt wird.

Von einer bestimmten Wellenlänge an kann die Vergrößerung derselben aber wieder schädlich sein, da nämlich bei zu starker Verlängerung in den Antennenverlängerungsmitteln (Spulen) zu viel Energie vernichtet wird, und auch insbesondere die Strahlung der Antenne bei den langen Wellen zu gering wird (siehe Abb. 490 und 491, S. 441).

Daß im übrigen tatsächlich eine angenäherte Proportionalität zwischen der Senderstromstärke und dem Empfangsstrom, sofern man für die Berücksichtigung

Digitized by Google

des letzteren die Parallelohmmethode zugrundelegt, besteht, konnte durch zahlreiche Aufnahmen auf Stationen bewiesen werden.

Die sich ergebenden Diagramme für die zwei in verschiedener Entfernung von der Sendestation befindlichen Empfänger — gesandt wurde mit ungedämpften Schwingungen von der Station Neumünster in Holstein, empfangen in der Radioversuchsstation Eberswalde und der Festungsstation Köln mit Ticker und Sekundärkreis — sind durch die Diagramme in Abb. 489 dargelegt. Durch die Kurve *a* ist die Sendestromstärke in Neumünster wiedergegeben, durch *b* die Empfangslautstärke in Eberswalde, durch *c* die in Köln aufgenommene Empfangslautstärke.

Abgesehen von der annähernden Proportionalität der Empfangslautstärke mit der Sendestromstärke wenigstens in Eberswalde, sind aber aus diesen Empfangskurven noch verschiedene andere charakteristische Eigentümlichkeiten erkennbar. Zunächst ist zu bemerken, welchen Einfluß der in beiden Fällen verschiedene Stationsabstand ausübt. Die Entfernung Neumünster-Köln beträgt 400 km, die Entfernung Neumünster-Eberswalde 290 km. Das Zwischengelände ist in beiden Fällen nicht allzu verschieden voneinander, so daß hierdurch jedenfalls nicht extreme Besonderheiten in der Kurvenbildung erklärt werden könnten. Verschieden war jedoch die Antennenausbildung. In Eberswalde stand eine von einem 60 m Holzmast getragene Schirmantenne zur Verfügung, während in Köln eine zwischen zwei 80 m hohen Holzmasten ausgespannte Dachantenne benutzt wurde. Offenbar rührt die starke Einbuchtung der Kurve *c* im hohen Wellenbereich, also etwa 5500 m, von Eigentümlichkeiten der Station her (Pardunenanordnung, Eigenschaften des Empfängers).

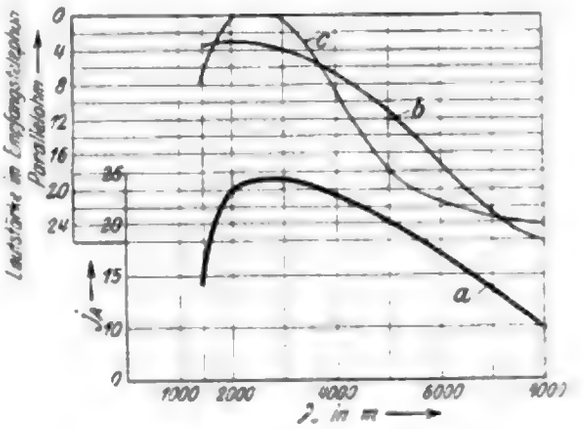


Abb. 489. Abhängigkeit der Empfangslautstärke von der Antennenenergie und Wellenlänge.

Der Verlauf der Kurve *b* kann als der normalere angesehen werden.

Große und mittlere Wellenlängen lassen sich mit Lichtbogensendern und solchen, die mit maschinell erzeugten ungedämpften Schwingungen betrieben werden, leicht erzeugen; bei Funkensendern ist dieses bis jetzt entweder überhaupt nicht oder nur schwer möglich, während bei diesen die Erzeugung kleiner Wellenlängen, die namentlich für kleine Stationen in betracht kommen, ohne weiteres gegeben ist.

Kommt es darauf an, große Energien herzustellen, also insbesondere für transatlantische Stationen, so wird man wohl stets wegen der einfachen Steigerungsmöglichkeit auf maschinellem Wege erzeugte ungedämpfte Schwingungen benutzen.

Mit bezug auf die Kontinuität oder Diskontinuität der Schwingungen ist es für den auf der Empfangsstation benutzten Detektor wesentlich, ob die von der Sendeantenne ausgesandten Wellenzüge eine hohe Einsatzamplitude besitzen, wie dies bei Funkenentladungen im allgemeinen der Fall ist, oder ob die Amplituden nur geringe Höhe haben, wie bei den von Lichtbogengeneratoren oder Röhrensendern erzeugten kontinuierlichen Schwingungen. Infolge der bis vor kurzem meist verwendeten tönenden Funkensignale haben sich auf den Empfangsstationen die sehr einfachen Kristalldetektoren, welche teils elektrolytische, teils thermoelektrische Eigenschaften oder beide besitzen, gut bewährt.

Digitized by Google

Wenn diese Detektoren auch im wesentlichen eine summierende oder integrierende Wirkung aufweisen, so scheint doch bei manchen Kristall-Metall-Kombinationen eine hohe Einsatzamplitude von günstigem Einfluß zu sein, aus welchem Grunde gerade derartig kombinierte Detektoren vorzugsweise für den Empfang tönender Funkensignale benutzt wurden.

Für den Empfang kontinuierlicher und ungedämpfter Schwingungen ist, wenn man nicht von vornherein auf sehr viel günstigeren Schwebungsempfang übergeht, die Verwendung einer Unterbrechervorrichtung im Empfänger erforderlich, da das mit einem Detektor verbundene Telephon nur das jeweilige Einsetzen und Aufhören von Signalen, nicht aber deren verschiedene Länge (Punkte, Striche des Morsealphabets) anzeigen würde.

Bei sonst gleichen Verhältnissen ist hinsichtlich Reichweite der Ticker dem Detektor erheblich überlegen, hat aber in seinen gewöhnlichen Ausführungen und Schaltungen den Nachteil, auch bei tönenden Funkensendern keinen tönenden Empfang zu gewährleisten.

Der dem Detektor zugeführte Energiebetrag ist bei ungedämpften Schwingungen stets größer als bei gedämpften, was insbesondere für den Bau von Großstationen infrage kommt.

b) Von der Antennenform.

Es kommen hier insbesondere drei Faktoren wieder auf der Senderseite inbetracht:

1. die Antennenkapazität, welche c. p. um so größere Reichweite erzielen läßt, je größer sie ist,
2. die wirksame Höhe der Antenne und
3. der Antennenstrahlungswiderstand.

Diese drei Faktoren stehen im allgemeinen in einem gewissen Abhängigkeitsverhältnis voneinander; indessen ist zu beachten, daß es möglich ist, eine große Antennenenergie zu erzielen und insbesondere bei großen Wellenlängen nur eine relativ kleine Reichweite zu erhalten, was z. B. der Fall sein kann, wenn für die betreffende Wellenlänge das Antennengebilde ein zu geschlossenes ist.

Dieser Fall kann insbesondere bei Schirmantennen und einer großen Wellenveränderung durch in die Antenne geschaltete Spulen auftreten. Es wird alsdann offenbar eine zu geringe Kraftlinienzahl abgeschnürt, aus welchem Grunde bei Großstationen gern geknickte Antennen verwendet werden, welche einerseits die gewünschte große Antennenkapazität mit verhältnismäßig nicht zu kostspieligen Mitteln ergeben, andererseits noch eine genügende Antennenstrahlung gewährleisten.

Bezüglich der wirksamen Antennenhöhe gelten die Ausführungen auf S. 434, woraus hervorging, daß die wirksame Antennenhöhe ihrerseits von der Stromverteilung, von der Antennenkapazität und von der Antennenöffnung (Strahlungsfähigkeit) abhängt. Je größer die Stromamplitude an der Erdungsstelle des Senders ist, um so günstiger ist die Stromverteilung und um so größer die Strahlungswirkung. Auch in dieser Beziehung ist die Schirmantenne besonders günstig, da infolge der großen Antennenkapazität die Stromamplitude an der Erdungsstelle relativ groß ist.

Der Strahlungswiderstand war oben (433) für den einfachen Hertzschen Oszillator zu

$$w_{str} = 80\,\pi^2 \left(\frac{2\,l}{\lambda}\right)^2$$

Digitized by Google

und für den geerdeten Oszillator bei gleichförmiger Stromverteilung zu

$$w_{str} = 160\,\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2$$

angegeben worden, wobei noch die wirksame Antennenhöhe zu berücksichtigen ist.

Diese ergab sich zu

$$h_{wirksam} = a \cdot h.$$

Hierin war

h = die tatsächliche (geometrische) Antennenhöhe

$$a = \frac{J_{mittel}}{J_{max}};$$

diese Größe wird im allgemeinen als „Antennenformfaktor" bezeichnet. Es war also somit nach Einsetzung von h und a in obigem Ausdruck für w_{str}

$$w_{str} = 160\,\pi^2 \left(\frac{m\,h}{\lambda}\right)^2.$$

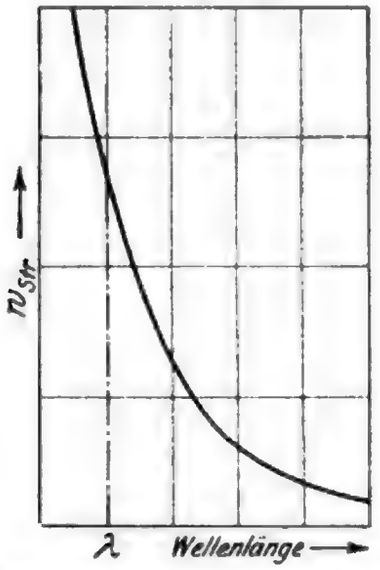


Abb. 490. Strahlungswiderstand der gradlinigen Antenne.

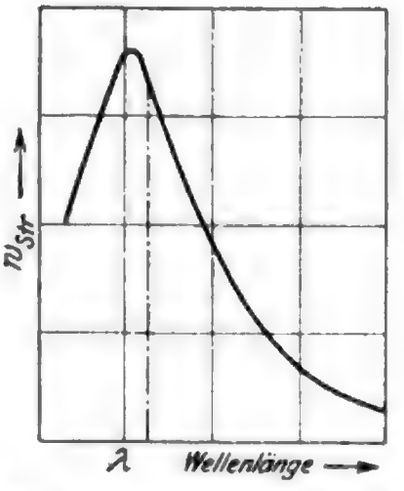


Abb. 491. Strahlungswiderstand der Schirmantenne.

Man kann w_{str} für verschiedene Antennenformen bei Grundschwingung, Verkürzung und Verlängerung ausrechnen. Man findet alsdann zwei wesentlich voneinander verschiedene Kategorien.

Beim Typus der gradlinigen (Marconi-)Antenne besitzt in weitem Bereiche w_{str} den Wert von ca. 40 Ohm bei der Grundschwingung. Wenn, was allerdings praktisch nicht ganz zutreffend ist, der Antennenformfaktor a sowohl bei Verkürzung als auch bei Verlängerung konstant bleibt, so erhält man für den Strahlungswiderstand eine Hyperbel nach Art von Abb. 490. Die Kurve besagt, daß auch bei Verkürzung — durch λ soll die Grundschwingung gekennzeichnet sein — die Strahlung, entsprechend der gleichseitigen Hyperbel, zunimmt.

Beim Typus der Schirmantenne hingegen und ähnlicher Gebilde ist das Strahlungsmaximum meist etwas unterhalb der Grundschwingung (λ) vorhanden, um bei weiterer Verlängerung der Wellenlänge wieder abzunehmen. Die Strahlungscharakteristik derartiger Antennen entspricht etwa Abb. 491.

Betreibt man den Sender mit ungedämpften Schwingungen, so wird die beste Ausnutzung der Senderantenne erzielt (siehe auch S. 465ff.).

Digitized by Google

c) Von der Empfangsstation (Verstärkung).

Hierbei sind gleichfalls wesentlich die Antennenform, sowie der Antennenwiderstand, die Ausbildung und Dimensionierung des oder der Empfangskreise (möglichst geringe Dämpfung) und die Art des Detektors nebst Registrierapparates (Telephon).

Von der Empfangsantenne wird gerade im Gegensatz zur Sendeantenne gewünscht, daß sie möglichst viel Kraftlinien der fernen Sendestation gleichsam „aufsaugt". Man strebt daher an, die Empfangsantenne hierfür geeignet zu machen, was man zum Teil durch eine gewisse Geschlossenheit des Antennengebildes erreichen kann. Schirmantennen mit ziemlich weit herabreichenden Schirmdrähten können daher für den Empfangseffekt recht günstig sein.

Hat man eine einfache vertikale Antenne, so ist bei der Grundschwingung der elektrische Vektor dem magnetischen ungefähr gleichwertig. (Siehe auch S. 478ff.) Verlängert man jedoch die Grundschwingung der Antenne durch Einschaltung einer Selbstinduktionsspule, so wird der elektrische Feldvektor um so mehr überwiegen, je größer der Selbstinduktionswert der eingeschalteten Spule gegenüber der Eigenselbstinduktion der Antenne ist.

Infolge der Wechselwirkung zwischen Sende- und Empfangsantenne gelten für die letztere analoge Verhältnisse. Je mehr die Antenne durch eingeschaltete Selbstinduktion vergrößert wird, um so mehr muß der elektrische Feldvektor für den Empfang ausgenutzt werden.

Bei Einschaltung eines Kondensators in die Antenne oder Parallelschaltung eines Kondensators zu einer in die Antenne eingeschalteten Selbstinduktionsspule ist es im Gegensatz hierzu zweckmäßig, den magnetischen Feldvektor auszunutzen.

Stets wird durch die Einschaltung des Kondensators die Kopplung zwischen Empfänger und Sender loser gemacht, was also in jedem Falle eine Verringerung der dem Detektor zuzuführenden Energie und hiermit eine Schwächung der Lautstärke, bzw. Verminderung der Reichweite bedeutet.

Es wird daher neuerdings (Braun, Marconi), um den magnetischen Vektor gut auszunutzen, als Empfangsantenne eine vollkommen geschlossene, rechteckige Form benutzt, bei welcher die Länge der Antenne im Verhältnis zur Höhe derselben relativ niedrig sein kann, und welche schließlich auf die Spulenantenne geführt hat.

Durch die Entwicklung der Lautverstärker (Hochfrequenzverstärkung, Niederfrequenzverstärkung) ist das Empfangsproblem als solches in ein vollkommen neues Licht gerückt worden, und es ist bei sonstiger Konstanthaltung der Verhältnisse durch die Verstärkung möglich geworden, erheblich größere Reichweiten betriebssicher zu überbrücken. Im allgemeinen wird man bei Benutzung einer Hochantenne für Empfangszwecke, wobei stets ein gewisser Schwellwert erreicht sein wird, mit Niederfrequenzverstärkung allein auskommen. Benutzt man aber als Empfangsantenne die eben erwähnte vollkommen geschlossene Spulenform und geht man noch weiter, indem man die räumlichen Abmessungen erheblich verkleinert, beispielsweise indem man selbst beim Empfang von mehreren 1000 km entfernten Großstationen nur mit einer Antennenspule von ca. 1–2 m Durchmesser empfängt, so wird es im allgemeinen notwendig sein, den Schwellwert zu erhöhen und zunächst eine Hochfrequenzverstärkung anzuwenden. Der speziell für derartige Zwecke gebaute Spulenempfängerverstärker (mit Audionempfang oder Schwebungsempfang) besitzt daher auch im allgemeinen eine Hochfrequenzverstärkung und zur Erhöhung der Amplitude hinter dem Empfangsdetektor einen Niederfrequenzverstärker.

Digitized by Google

Sehr wesentlich ist es, die Empfangskreise, und zwar sowohl den offenen, insbesondere aber den oder die geschlossenen Empfangssysteme, möglichst wenig gedämpft zu gestalten. Durch Verwendung von Luftkondensatoren, welche hier infolge der geringen Beanspruchung des Dielektrikums ohne weiteres zulässig sind, und durch passend gewickelte und dimensionierte Kopplungsspulen ist es in den meisten Fällen auch ohne weiteres möglich, auf äußerst geringe Dämpfungsdekremente herunter zu kommen. Eine ganz besondere Bedeutung erhalten diese Verhältnisse bei großen Wellenlängen, wo es besonders darauf ankommt, jede schädliche Dämpfung zu vermeiden, da ohnehin schon durch die meist sehr beträchtliche künstliche Verlängerung der Antenne mit nicht unerheblichen Widerständen in den Empfangssystemen zu rechnen ist.

Bezüglich der Detektoren gilt das oben unter a angeführte. Die Wahl desselben richtet sich im wesentlichen danach, ob kontinuierliche oder diskontinuierliche Wellen empfangen werden. Für letztere werden Kristalldetektoren, Röhren oder Magnetdetektoren verwendet, während für erstere, soweit es sich um drahtlose Telegraphie handelt, lediglich Unterbrechungs- oder besser Schwebungsempfangsanordnungen anwendbar sind. Für die Zwecke der drahtlosen Telephonie, woselbst weitgehende Modifikationen der ausgestrahlten und damit der aufgenommenen Wellen vorhanden sind, werden gleichfalls Kristalldetektoren oder zweckmäßiger Audionempfangsanordnungen angewendet.

Eine besondere Bedeutung hoher Empfindlichkeit und Betriebssicherheit kommt, wie gesagt, dem Schwebungsempfang zu, also einer Anordnung, bei welcher in mechanischer oder elektrischer Weise der Empfänger auf die Schwebungskomplexe abgestimmt wird.

d) Von der Geländeart.

Es kommen hier sowohl die Bodenverhältnisse inbetracht, woselbst der Sender und der Empfänger errichtet werden, als auch das zwischen Sender und Empfänger liegende Gelände.

Hierbei sind das zwischenliegende Meer und Land, die Gesteinschichten und der Grundwasserspiegel, Berge, Täler, Waldungen, Städte und schließlich bei Großstationen auch die Kugelgestalt der Erde inbetracht zu ziehen.

a) Bodenbeschaffenheit am Sender und Empfänger, Grundwasser, Niederschläge.

Diese ist für die Energieaufnahme und Schwingungsausbildung von größter Wichtigkeit. Je geringer der Erdwiderstand und je kleiner die Zusammendrängung der Stromlinien ist, um so besser also die Erdung ist, um so größer sind die Stromaufnahme und damit die Reichweite. Die günstigsten Verhältnisse in dieser Hinsicht liegen an Bord eines Seeschiffes vor, die ungünstigsten in trockenem steinigem Gelände (Karst).

Eine nicht unwesentliche Rolle spielt der Abstand des Grundwasserspiegels von der Erdoberfläche, welcher zwischen wenigen Zentimetern (Hochmoor, z. B. Großstation Eilvese) und ca. 100 m Tiefe liegt. Hierbei ist noch als weitere Komplikation zu beachten, daß das in ständigem Umfluß befindliche Grundwasser bezüglich seiner Höhe fortwährenden, von der Regenmenge abhängigen Schwankungen unterworfen ist.

Entsprechend den mathematischen Feststellungen von F. Hack (1908), ergeben sich für das elektrische Feld des in sehr großer Entfernung befindlichen Empfängers Drehfeldkomponenten, welche um so größer sind, je tiefer der Grundwasserspiegel liegt; gleichzeitig ist auch die Feldrichtung um so mehr gegen die Erdoberfläche geneigt, d. h. der gebildete Winkel ist um so spitzer.

Digitized by Google

Gleichfalls nicht ohne Bedeutung sind anhaltende Niederschläge, welche stets die Leitfähigkeit erhöhen und die Absorption der Wellen erniedrigen, und zwar je tiefer und durchdringender die Feuchtigkeit ist.

Nach den theoretischen Studien von F. Hack (1908) ergeben sich die in Abb. 492 reproduzierten Bilder für die in sehr großer Entfernung vom Sender als ebene Wellen ankommenden Schwingungsgebilde, unter Zugrundelegung verschiedener Wellenlängen des Senders. Die links dargestellten Bilder von Abb. 492 gelten unter der Voraussetzung für ganz trockenen Boden, die rechts wiedergegebenen zeigen eine durchnäßte, gut leitende Schicht 1 und darunter eine trockene Schicht 2, welche in 20 cm Tiefe beginnt. Der schraffierte Teil stellt immer das Feld im Erdboden dar. Je trockener der Boden und je weniger tief die Feuchtigkeitsschicht ist, um so stärker ist die Drehfeldkomponente, und um so mehr ist das elektrische Feld geneigt.

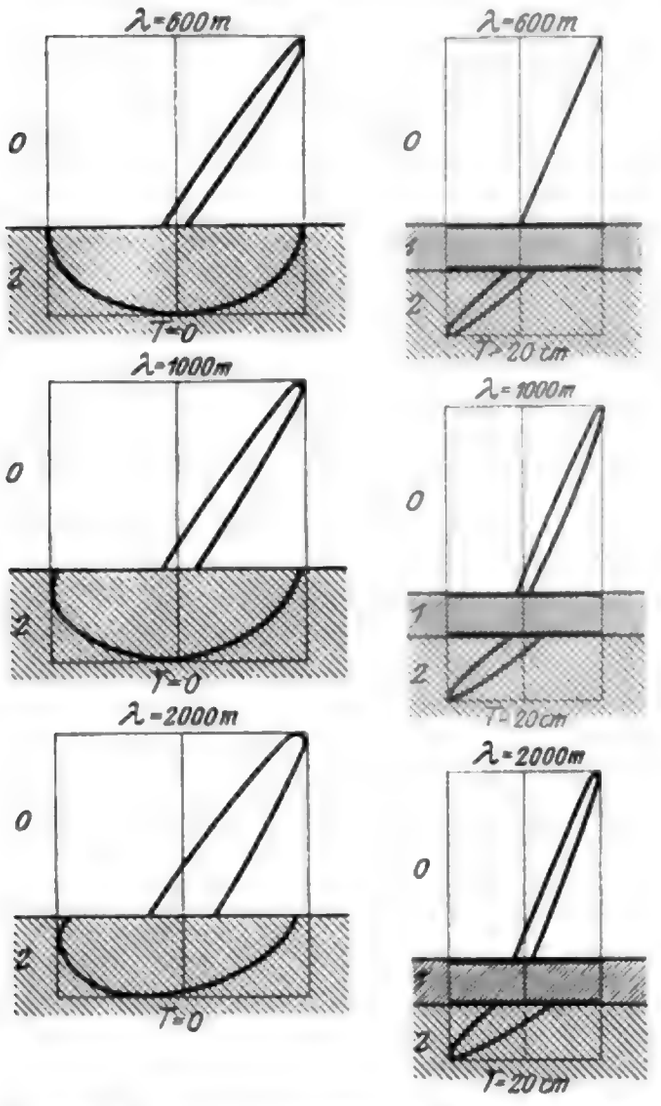


Abb. 492. Drehfeldkomponenten für das elektrische Feld des in sehr großer Entfernung befindlichen Empfängers bei mehr oder weniger trockenem Boden.

β) Bodenbeschaffenheit. Meer und Land, Höhenzüge, Städte, Wälder zwischen Sender und Empfänger.

Auch in dieser Beziehung ist Seewasser am günstigsten, da hierbei die Amplitude am wenigsten geschwächt wird. Unter sonst gleichen Verhältnissen der Sende- und Empfangsstation pflegt die bei Seewasser vorhandene Reichweite 3—4mal so groß zu sein als bei dem Vorhandensein von Erde zwischen den Stationen mittlerer Leitfähigkeit. Da es vorkommen kann, daß verhältnismäßig kurze Strecken Landes schon stark absorbierend wirken, hat z. B. die Marconigesellschaft, soweit dies irgend möglich war, ihre sämtlichen Großstationen direkt an, zum Teil auch in den Ozean hineingebaut.

Bei Flußläufen ist, ähnlich wie längs Telephon- oder Telegraphendrähten, Eisenbahnschienen usw., eine bessere Fortpflanzung der Wellen beobachtet worden. Es erscheint nicht ausgeschlossen, daß das Meer, bzw. Teile desselben eine ähnliche „Leitungswirkung" ausüben.

Die zwischen den Stationen liegenden Höhenzüge, Berge, Städte und Wälder, unter Umständen selbst nur Baumgruppen können die Reichweite ungünstig beeinflussen, insbesondere wirken sie bei kleinen Wellenlängen fast immer stark absorbierend.

Digitized by Google

Daß Bäume und namentlich Wälder in dieser Beziehung besonders ungünstig sind, war bereits oben (siehe I, S. 378) ausgeführt, da die Bäume ähnlich wie Antennen wirken. Grundschwingungen bis zu einigen hundert Metern herauf besitzen und infolgedessen die Wellen dieses Bereiches absorbieren können.

Bei größeren Wellenlängen kommt es darauf an, ob sich eine oder beide Stationen in unmittelbarer Nähe des Berges oder Höhenzuges befinden. Wegen der hierbei auftretenden Schattenbildung kann es günstiger sein, den Empfänger an einem etwas entfernteren Ort aufzustellen, um so die stets vorhandene Beugung der Wellen auszunutzen.

Weitergehende allgemeine Regeln lassen sich hier um so weniger entwickeln, als auch noch die von Fall zu Fall wechselnde geologische und petrofaktische Beschaffenheit des Geländes mitspricht.

γ) Kugelgestalt der Erde.

Weiterhin kommt noch für Stationen, welche für sehr große Reichweiten gebaut sind, die Kugelgestalt der Erde inbetracht. Diese übt einen doppelten Einfluß aus, und zwar:

1. Indem die Fortpflanzung nicht wie bei der bisher allein vorausgesetzten ebenen Gestaltung stattfindet, die Wellenformen sich vielmehr der Kugelgestalt der Erde anpassen müssen.

2. Indem ein bestimmter Prozentsatz der Wellen überhaupt nicht der gekrümmten Erdoberfläche folgt, sondern vielmehr eine Energiestreuung in den Raum hinaus stattfinden wird.

Die Folge von der an erster Stelle genannten Krümmung der Erdoberfläche ist die, daß stets unter Voraussetzung eines ideal gut leitenden Erdbodens die Amplitude nicht mehr abnimmt im Verhältnis $\frac{1}{m}$, sondern vielmehr mit einem Wurzelfaktor zu multiplizieren ist, welcher das Verhältnis des Winkels α zum Sinus dieses Winkels α darstellt, welchen die vom Mittelpunkt der Erde nach dem Sender und Empfänger hingezogenen Radien einschließen.

Unter Berücksichtigung der gekrümmten Erdoberfläche, zunächst ohne auf die Streuung einzugehen, entspricht also die Amplitude der Wellen, wenn unter α der vorgenannte Winkel verstanden wird, dem Ausdruck

$$\frac{1}{m}\sqrt{\frac{\alpha}{\sin\alpha}}.$$

Es ist ohne weiteres klar, daß hierin die Amplitude ihren kleinsten Wert für $\alpha = 90^0$ hat, und daß sie für einen größeren Winkel sogar wieder zunehmen müßte. In Wirklichkeit ist dieses aber nicht der Fall, da noch mit der Energiestreuung in den Raum hinaus zu rechnen ist.

Der durch die Energiestreuung hinzukommende Faktor beträgt nach Sommerfeld, v. Rybczynski und Poincaré

$$e^{-0{,}0019\frac{m}{\sqrt[3]{\lambda}}},$$

während nach dem von Austin experimentell ermittelten Wert der Zerstreuungsfaktor die Größe besitzt

$$e^{-0{,}0015\frac{m}{\sqrt{\lambda}}}.$$

Digitized by Google

In Abb. 493 ist unter Zugrundelegung einer gut leitenden Erdoberfläche die normale Amplitudenabnahme einschließlich der exponentiell zunehmenden Zerstreuung mit wachsender Entfernung eingetragen, und zwar bezeichnet die stark ausgezogene Kurve die tatsächlich von Austin gefundene Mittelwertkurve, während für die gestrichelt eingetragene Kurve die von v. Rybczynski und Poincaré theoretisch ermittelten Werte zugrunde gelegt sind. Beide Kurven zeigen eine relativ gute Übereinstimmung. Der Sendestrom bei den Versuchen von Austin betrug 20 Ampere, die Wellenlänge 3750 m.

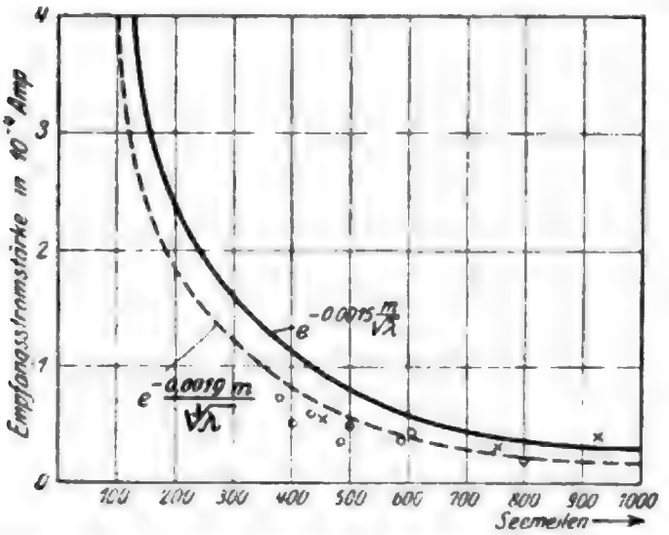


Abb. 493. Normale Amplitudenabnahme, exponentiell zunehmende Zerstreuung mit wachsender Entfernung.

Es ist von Interesse, daß die Tagesempfangswerte sich mehr den theoretisch ermittelten Werten anpassen als die Nachtbeobachtungswerte (siehe auch unten unter e, β, Seite 447 ff.).

e) Von der Atmosphäre.

α) Wolkenbildung, atmosphärische Niederschläge, Rauhreif, Veränderung des Erdwiderstandes usw.

Bei den sämtlichen bisherigen Betrachtungen war, wie eingangs unter B, a und b (S. 434, 435) bemerkt, vorausgesetzt worden, daß die Atmosphäre als ein absolut homogenes, vollkommen isolierendes Medium aufzufassen sei. In Wirklichkeit ist dieses aber keineswegs der Fall, sondern es treten außer atmosphärischen Niederschlägen, welche u. a. die Absorption wesentlich beeinflussen, noch die Ionisation und die atmosphärischen Störungen hinzu, welche das gegebene Bild wesentlich verändern und die Reichweite stark beeinträchtigen können.

Weiterhin kommt noch als nicht ganz unwesentlicher Faktor die Wolkenbildung hinzu, welche gleichfalls den Wellencharakter und hiermit die Reichweite beeinflussen kann.

Nach allen bisher vorliegenden Erfahrungen scheint eine Wolkendecke namentlich dann, wenn sie über dem gesamten Zwischenraum zwischen Sender und Empfänger ausgebreitet ist, was allerdings selten der Fall sein wird, den Empfang günstig zu beeinflussen. Auf Grund zahlreicher Versuche schlußfolgert A. H. Taylor, daß besonders günstige Reichweiten, beziehungsweise große Empfangsenergien in denjenigen Nächten zu erwarten sind, welche auf Tage folgen, in denen Bewölkung zwischen Sender und Empfänger geherrscht hat.

Ungünstig hingegen ist nach vielfachen Beobachtungen (Jackson 1902) stürmisches Wetter. Die Reichweite kann alsdann außerordentlich herabgehen. Ähnliches soll für den Sirocco insbesondere an der afrikanischen Küste gelten.

Außer diesen, das Zwischenmedium zwischen Sender und Empfänger beeinflussenden atmosphärischen Erscheinungen, ist aber für die Empfangsenergie und somit für die Reichweite noch die direkte Wirkung insbesonders von Niederschlägen auf die Sender- und Empfangsstation zu berücksichtigen, wodurch sowohl die ausgesandte Energie, als auch namentlich die Empfangs-

Digitized by Google

energie wesentlich beeinflußt werden können. Hierzu gehört das Sinken des Isolatorenwiderstandes von Durchführungs- und Abspannisolatoren der Antenne, von Unterteilungsisolatoren der Abspannseile (Pardunen), deren Überziehung mit Rauhreif, Regenwasser usw., Veränderung des Erdwiderstandes an der Sender- und Empfangsstation usw.

Die hierbei aufgetretenen Veränderungen sind insgesamt so mannigfaltig, daß sich hieraus auch nicht annähernd Regeln und Formeln für die Reichweite ableiten lassen.

β) Ionisation der Atmosphäre (Dämmerungsschwankungen).

Heavisideschicht. Die Ionisation der Atmosphäre, insbesondere der höheren Schichten scheint für die Reichweite von ganz besonderem Einfluß zu sein.

Bei den bisherigen Betrachtungen unter B, a und b (S. 434, 435) war, abgesehen von der Voraussetzung der ebenen Erdoberfläche, welche nur für gewisse Fälle Gültigkeit hat, noch als weitere wesentliche Einschränkung angenommen worden, wie schon mehrfach zum Ausdruck gebracht, daß die Atmosphäre ein absolut homogenes, vollkommen isolierendes Medium darstellen soll.

Dieses ist in Wirklichkeit nicht im entferntesten der Fall, vielmehr zeigt sich, daß schon in geringen Höhen über der Erdobertläche eine gewisse Ionisation vorhanden ist, und daß diese in größeren Höhen, etwa solchen über 60 km sehr zunimmt. Heaviside schlußfolgert theoretisch, daß in einer Höhe von 50—100 km über der Erdoberfläche infolge der Sonnenstrahlen und der von der Sonne herrührenden freien Elektronen bereits eine starke Ionisierung vorhanden sei. Auch ist spektralanalytisch die für das Polarlicht charakteristische Kryptonlinie für jene höheren Atmosphärenschichten nachgewiesen worden.

Empfangsintensitätsaufnahmen mittelst Freiballonstationen (G. Lutze 1913/1914) haben gezeigt, daß die Empfangsintensität in größeren Höhen geringer war als am Erdboden, und daß die Empfangsintensität um so mehr abnahm, je höher der die drahtlose Station tragende Ballon flog.

Es bestehen demnach für die Wellenfortleitung und somit für die Reichweite zwei Möglichkeiten.

Die eine unwahrscheinlichere Möglichkeit ist die, daß das Leitvermögen jener höheren ionisierten Schichten nur verhältnismäßig gering ist. Alsdann würden die fortschreitenden Wellen in jenen Schichten wohl eine gewisse Deformation und auch Absorption erfahren, hingegen würde ihr Charakter nicht wesentlich geändert.

Die zweite, erheblich wahrscheinlichere Möglichkeit ist die, daß die Ionisationsschicht, welche nach obigem in einer Höhe von 50—100 km, also im Gebiete der beginnenden Wasserstoffsphäre anfangend, anzunehmen ist, eine Leitfähigkeit besitzt, welche, als beträchtlich anzusehen, derjenigen der Erdoberfläche nicht allzusehr nachsteht. Alsdann würde durch diese oberen ionisierten Schichten auf die Wellenausbildung und Fortleitung ein sehr erheblicher Einfluß ausgeübt, und es würden alsdann die unter B (S. 434ff.) abgeleiteten Bedingungen überhaupt nicht mehr gültig sein.

Es kann als feststehend angesehen werden (u. a. Austin, Mosler), daß insbesondere für kleinere Wellen bei tönenden Funkensendern die Lautstärke Nachts doppelt so groß, zuweilen sogar bis 5mal so groß war als Tags.

Von besonderem Interesse sind Empfangsversuche, welche auf Schiffen angestellt wurden, die sich einander näherten und sich wieder voneinander entfernten. (P. Schwartzhaupt, 1911) Abb. 494 gibt ein Anschauungsbild eines derartigen Versuches. Die beiden Dampfer näherten sich einander, und es ist aus der Empfangsintensität zu ersehen, daß überhaupt nur in einem

Digitized by Google

Bereiche von 900 km vor und hinter dem Treffpunkte ein ständiger Empfang möglich war, und daß sonst noch auf verhältnismäßig sehr große Entfernungen des Nachts empfangen wurde, hingegen Tags, mindestens bei etwas größeren Entfernungen, jeder Empfang ausblieb.

Sieht man von der jetzt überholten Erklärungsweise (F. Kiebitz, J. A Fleming) der Erscheinung, daß bei kleinen Wellenlängen die Nachtresultate

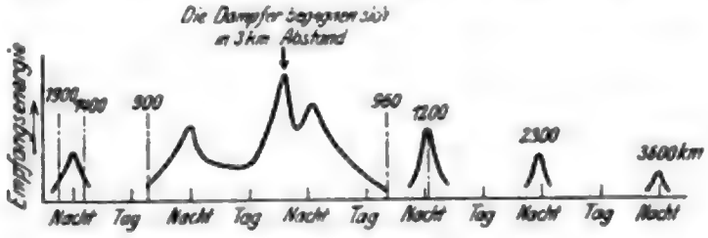


Abb. 494. Empfangsversuche auf Schiffen, die sich einander näherten und sich wieder voneinander entfernten.

die normalen und die Tagresultate die anormalen seien, ab, und verwirft man demgemäß die Erklärung, daß infolge der größeren Dielektrizitätskonstante der oberen mit Wassertropfen gesättigten Schichten sich die elektrischen Wellen in diesen langsamer fortpflanzen müssen, so bleibt nur die nachfolgende Anschauung übrig, welche zwar noch keine volle Erklärung in sich birgt, die aber bereits die Handhabe zu einer Erkenntnis der tatsächlich sich abspielenden Vorgänge bietet.

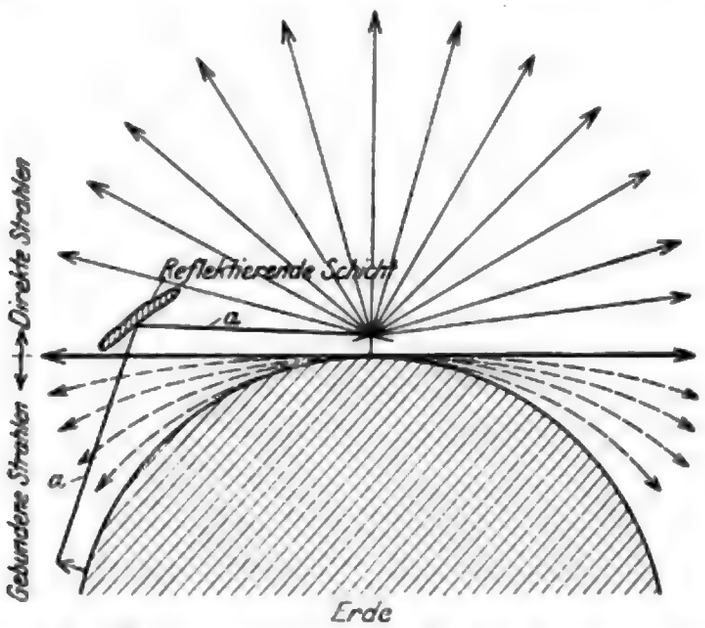


Abb. 495. Reflexion der Wellen an Schichten, die sich in sehr großer Höhe befinden.

Als sicher kann angenommen werden (H. Barkhausen), daß des Nachts eine Reflexion der Wellen an Schichten, die sich in sehr großer Höhe befinden, stattfindet, und daß außer dem durch Beugung zur weitentfernten Empfangsstation gelangenden Strahl, infolge der Reflektion, Nachts noch ein zweiter Strahl gelangt, wie dies Abb. 495 schematisch veranschaulicht. Die Empfangsstation erhält dann zwar auch durch Beugung die Senderwellen; ungleich mehr Empfangsenergie wird jedoch durch den direkten reflektierten Wellenstrahl *a* auf die Empfangsantenne übertragen.

Hierdurch können übrigens auch die wesentlich größeren Intensitätsschwankungen, welche des Nachts häufig sind, erklärt werden, indem die für die

Nachtübertragung inbetracht kommenden reflektierenden Schichten vielfachen Variationen unterworfen sein werden.

Auch die weitere Beobachtung, wonach nur Tags die langen Wellen gegenüber den kurzen hinsichtlich der Reichweite überlegen sind, wird durch diese Anschauung erklärt, denn für die Beugung sind lange Wellen vorteilhafter, während für die kurzen Wellen bei Reflektion Vorteile zu erwarten sind.

Es ist weiterhin, wie schon oben kurz angedeutet, angenommen worden (Heaviside, Eccles, Erskine-Murray, Kenelly), daß sich in großen Höhen

Abb. 496. Verschiebung der leitenden Schicht.

über der Erdoberfläche, nach Heaviside dem Gebiete der beginnenden Wasserstoffsphäre (ca. 60—70 km Höhe), nach anderen bereits in der Stratosphäre (Stickstoff und Sauerstoff gemischt), eine dauernd ionisierte, gutleitende Schicht befindet, welche nach dieser Anschauung in ihrer Höhe zwar konstant bleibt, jedoch folgende Modifikation erfährt. Infolge der Sonnenbestrahlung am Tag soll sich diese Schicht mit einer mehr oder weniger leitenden Zwischenschicht umgeben, welche die Wellen nicht bis zu der reflektierenden Heavisideschicht gelangen läßt, sondern sie vielmehr mehr oder weniger absorbiert. Gestützt wird diese Anschauung durch Laboratoriumsversuche (J. J. Thomson), wobei verdünnte Luft bei einem Druck von 0,01 mm in einem Glasgefäß mit Metall-

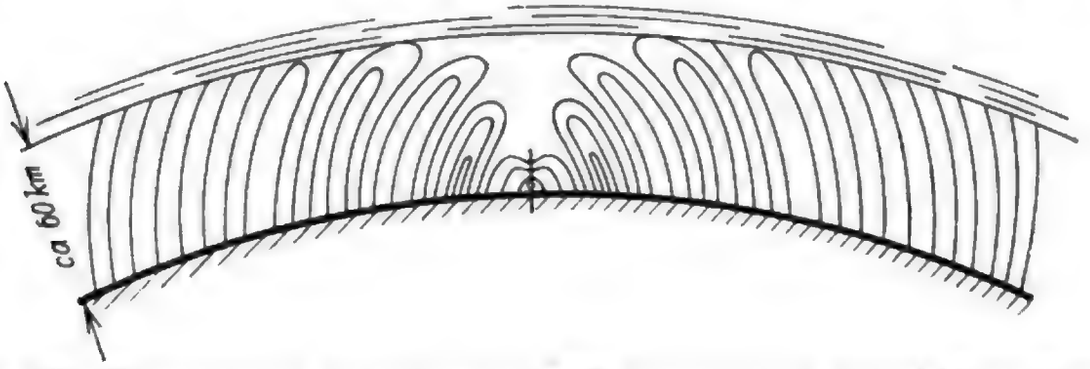


Abb. 497. Wellen zwischen der gutleitenden Erdbodenschicht und der gleichfalls offenbar gutleitenden Ionisationsschicht geleitet.

elektroden den elektrischen Strom etwa in gleicher Weise leitet wie verdünnte Schwefelsäure.

Zu einer noch wesentlich zwangloseren Erklärung der Tag- und Nachterscheinung gelangt man, wenn man annimmt, daß die zweifellos vorhandene Ionisationsschicht mit dem Einsetzen der Sonnenbestrahlung am Morgen und bei Aufhören derselben am Abend mehr oder weniger plötzlich eine Verschiebung ihrer Höhenlage erfährt, und zwar offenbar in der Weise, daß der Abstand dieser leitenden Schicht, gemäß Abb. 496 links, am Tage größer ist als des Nachts (Abb. 496 rechts). Die von dem Sender ausgestrahlten Wellen werden gleichsam zwischen der gutleitenden Erdbodenschicht und der offenbar gleichfalls gutleitenden Ionisationsschicht „geleitet" (siehe schematische Abb. 497), und es würde sich hieraus erklären lassen, daß Tags, wo die Ionisationsschicht ent-

Digitized by Google

fernter von der Erdoberfläche und infolge der Sonnenbestrahlung wohl auch dichter ist als Nachts, insbesondere die kleinen und mittleren Wellen stärker absorbiert und zerstreut und weniger reflektiert werden als des Nachts, wo eben der Abstand zwischen den beiden Schichten und hiermit der „Leitungsraum" ein kleinerer ist.

Dämmerungserscheinungen. Daß der Wechsel zwischen Tag und Nacht eine sehr rasche Veränderung in der Ionisationsschicht bedeutet, geht schon daraus hervor, daß die Lautstärke während Sonnenaufgang und Sonnenuntergang ganz plötzlichen Schwankungen unterworfen ist. Man erhält z. B. bei Großstationen für die Lautstärke im Empfänger ein Diagramm, wie dies etwa Abb. 498 darstellt (Clifden-Glacebay, m = 3580 km).

Das Diagramm zeigt besondere Unregelmäßigkeiten während des Sonnenunterganges und Sonnenaufganges. So soll insbesondere bei Großstationen die Zeit von etwa 10 Minuten vor Sonnenaufgang bis 10 Minuten nach erfolgtem Sonnenaufgang für die Lautstärke im Empfänger besonders kritisch sein. Auch von anderer Seite (M. Reich, G. M. Pickard, Dolbear u. a.) sind derartig starke Empfangsenergieschwankungen während der Zeit des Sonnenaufganges und Unterganges regelmäßig beobachtet worden.

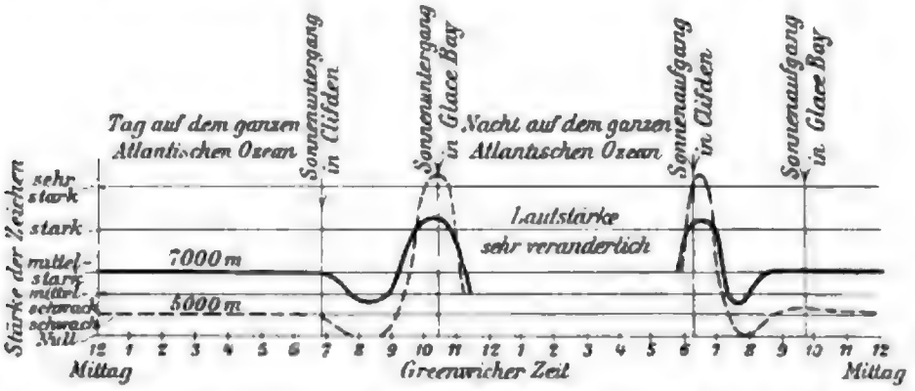


Abb. 498. Plötzliche Schwankungen der Lautstärke während Sonnenaufgang und Sonnenuntergang.

Man nimmt an (Eccles), daß während der Zeit des Sonnenaufganges oder Sonnenunterganges infolge sich bildender oder wiedervereinigender Ionen erhebliche atmosphärische Störungen entstehen, die eine Art „Schlierenbildung" in der Atmosphäre hervorrufen, d. h. es entstehen Schichten ionisierter Luft, welche zu Brechungen und Störungserscheinungen Veranlassung geben. Eccles schreibt hierüber:

„Erstens biegt während des Tages die Brechung in der ionisierten Mittelschicht der Atmosphäre einige der von Cape Breton kommenden Strahlen direkt nach Clifden, vielleicht unter Absorption; zweitens wird nach Sonnenuntergang in Clifden, aber vor Sonnenuntergang in Cape Breton die von letzterem Punkte ausgehende Strahlung längs einer gekrümmten Bahn in dem Teile der mittleren Atmosphäre gebrochen, der noch beleuchtet ist, sie durchdringt dann den Dämmerungsgürtel und wird weiterhin auf ihrem Wege um die Erdkrümmung durch die Heavisideschicht unterstützt; drittens bezeichnet die Dämmerung, während sie nach Westen fortschreitet, die Vernichtung einer brechenden Struktur, in welcher die Fortpflanzung eine gute ist, und die Struktur, in welcher die Fortpflanzung gleichfalls besser ist als in dem Gürtel selbst. Es wird daher eine Lage des Gürtels geben, die ein Minimum der Signalstärke bewirken wird, und diese wird tatsächlich erreicht, wenn der Gürtel nicht sehr weit unterhalb des Horizontes der Empfangsstation liegt. Viertens und letztens scheint es, daß

Digitized by Google

der Dämmerungsgürtel, wenn er über oder hinter der Sendestation durchgegangen ist, die Signale in willkürlicher, unregelmäßiger Weise durch einen Reflexionsvorgang oder, weniger wahrscheinlich, durch irgend eine linsenartige Wirkung verstärken kann."

Weiterhin kann man für die Erklärung dieser Erscheinung die Anschauung heranziehen (Kenelly), daß sich mit Beginn des Sonnenaufganges die Atmosphäre durch die Sonnenstrahlen ionisiert, und daß sich infolgedessen an der Grenzfläche der von den Sonnenstrahlen beschienenen Atmosphäre und in der sich noch in Dunkelheit befindlichen Atmosphäre eine scharfe Trennschicht befindet, welche im höchsten Maße reflektierend wirken muß.

Periodische tägliche und nächtliche Lautstärkeschwankungen. Das Diagramm zeigt ferner, daß die Lautstärke des Nachts zahlreiche Unregelmäßigkeiten aufweist. Zum Teil sind sehr große Schwankungen bei den Lautstärkemessungen festgestellt worden. Diese Unregelmäßigkeiten mögen von periodischen Schwankungen der Ionisationsschicht herrühren.

Diese periodischen Lautstärkeschwankungen sind nicht etwa gelegentliche, sondern es ist vielmehr von Marconi zwischen den Großstationen Clifden und Glacebay bei der ansehnlichen Entfernung von fast 4000 km festgestellt worden, daß täglich, und zwar während des ganzen Jahres, derartige Schwankungen mit größter Regelmäßigkeit vorhanden sind.

Ein Bild der täglichen Schwankungen während eines Monats (April 1911) zeigt Abb. 499. Es bedeuten in dieser Abbildung, wie auch in den Abb. 499 und 500: die erste senkrechte, (bzw. leicht gebogene) gestrichelte Linie den Sonnenuntergang in Clifden, die zweite Linie den Sonnenuntergang in Glacebay, die dritte Linie den Sonnenaufgang in Clifden und die vierte Linie den Sonnenaufgang in Glacebay.

Die tägliche Periode dieser Lautstärkeschwankungen während eines Jahres, immer am ersten Tag eines Monats aufgenommen, zeigt Abb. 500. Stets ist demnach die Zeit während Sonnenaufgang und Sonnenuntergang besonders kritisch.

Ein Bild der Schwankungen bei einer derartigen Lautstärkungsmessung von Mosler, welche Nachts bei bedecktem Himmel aufgenommen wurde, und wobei die Empfangsenergie innerhalb von 7 Minuten um den 6,3fachen Betrag schwankte, zeigt Abb. 501. Im Frühjahr und Herbst konnte Mosler sogar noch ein erheblich größeres Verhältnis feststellen.

Annähernde Konstanz und Normalität der Tagesempfangswerte. Tags ist von den meisten Beobachtern, abgesehen von atmosphärischen Störungen, eine Konstanz der Lautstärke bis auf regelmäßige Schwankungen mit täglicher Periode, die Esau beobachtete, festgestellt worden. Mosler hat bei kleinen Wellen (solche bis zu ca. 1650 m) und geringen Entfernungen die Konstanz gleichfalls festgestellt. Man dürfte daher berechtigt sein, den Tagesempfang als den die normalen Werte ergebenden anzunehmen. Allerdings ist zu beachten, daß es noch nicht vollkommen feststeht, wie sich die Verhältnisse etwa bei Reichweitenversuchen auf große Entfernungen ändern, woselbst ein größerer Raum zwischen Sender und Empfänger und infolgedessen mehr Variationsmöglichkeiten der Ionisation vorhanden sind.

Es ist in diesem Zusammenhang die Tatsache, welche bereits J. Zenneck (1913) vermutet hatte, von Interesse, daß nämlich die Tagesempfangswerte besser übereinstimmen mit den theoretisch auf Grund der Streuung und Absorption ermittelten Werten als die Nachtbeobachtungswerte. (Siehe Abb. 493, S. 446.)

Diese Erscheinungen dürften gleichfalls die Annahme des größeren Abstandes der leitenden Ionisationsschicht am Tage stützen, da alsdann infolge des größeren

Digitized by Google

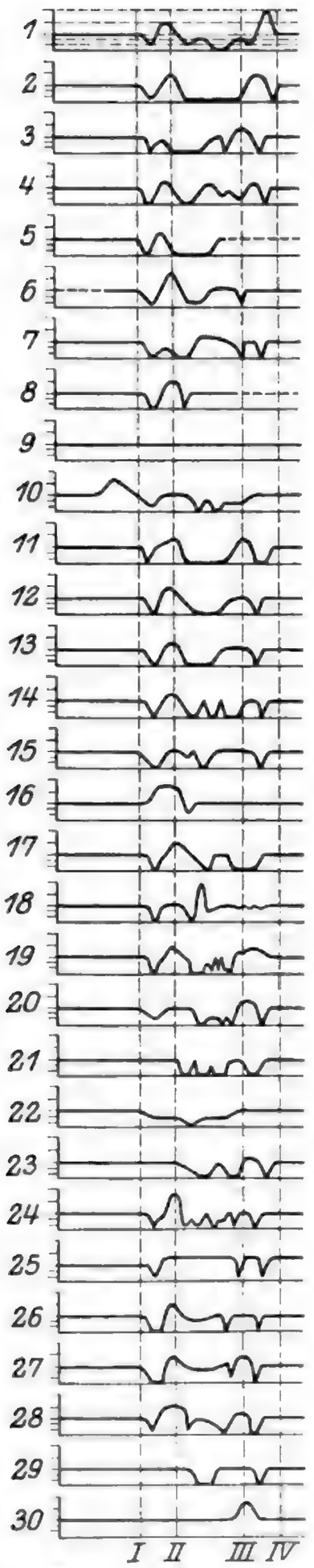


Abb. 499. Bild der täglichen Lautstärkeschwankungen während eines Monats.

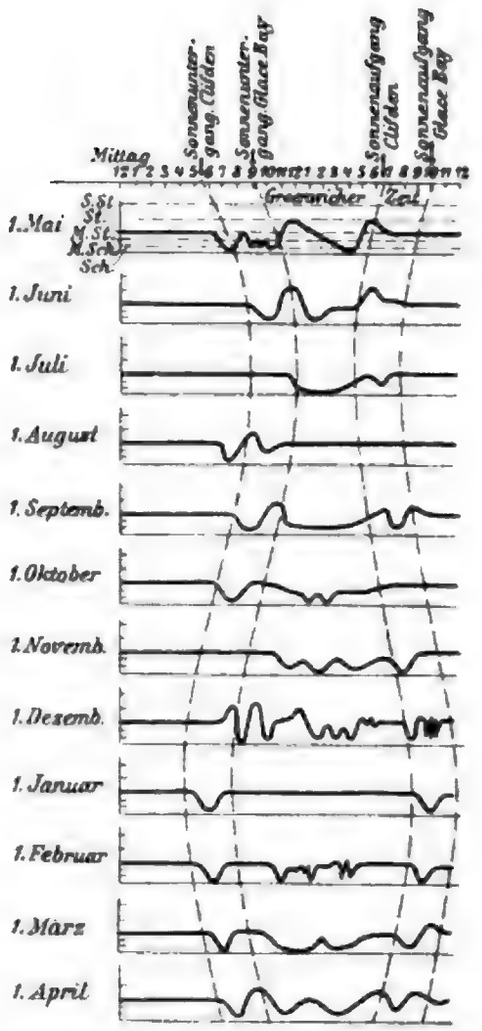


Abb. 500. Tägliche Periode dieser Lautstärkeschwankungen während eines Jahres.

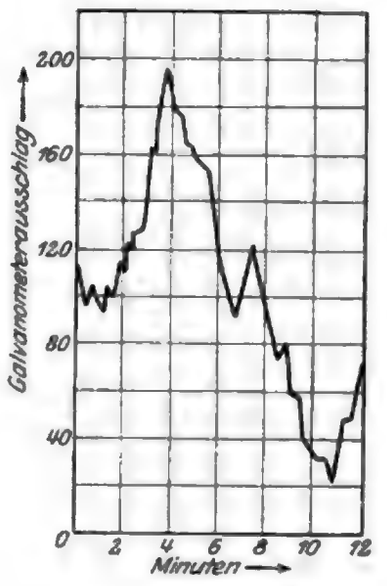


Abb. 501. Schwankungen der Empfangsenergie innerhalb von 7 Minuten um den 6,3 fachen Betrag.

Digitized by Google

Abstandes die Wellen mehr zerstreut werden können als des Nachts, wo eben dieser Abstand geringer ist.

Auch geht aus denselben Erwägungen hervor, daß kleine und auch mittlere Wellenlängen infolge des größeren Abstandes der Ionisationsschicht am Tage mehr zerstreut werden dürften als des Nachts. Bei langen Wellen hingegen kann der Abstand der Ionisationsschicht von der Erdoberfläche keine so wesentliche Rolle mehr spielen. Man hat in Übereinstimmung hiermit auch allgemein gefunden, daß für große Wellenlängen, also solchen über 5000 m Wellenlänge, der Lautstärkenunterschied, bzw. die Reichweite zwischen Tag- und Nachtverkehr nicht wesentlich voneinander abweichen.

Einfluß der Jahreszeiten. Es ist noch zu erwähnen, daß auch die Jahreszeiten einen Einfluß auf die Energieübertragung zwischen Sender und Empfänger auszuüben scheinen. Dies geht aus Dauerempfangsversuchen hervor, welche Austin auf sehr große Entfernungen angestellt hat. Die Resultate während der Monate Januar—Juni gibt Abb. 502 wieder, und zwar sind als Abszissen die Monate aufgetragen, als Ordinate die Wurzel aus dem Empfängerstrom (die gemessene Empfängerstromgröße schwankt zwischen $1 \cdot 10^{-7}$ und $8 \cdot 10^{-7}$ Amp.) (Audion-Röhrenschaltung mit Rückkopplung und Parallel-Ohm-Methode).

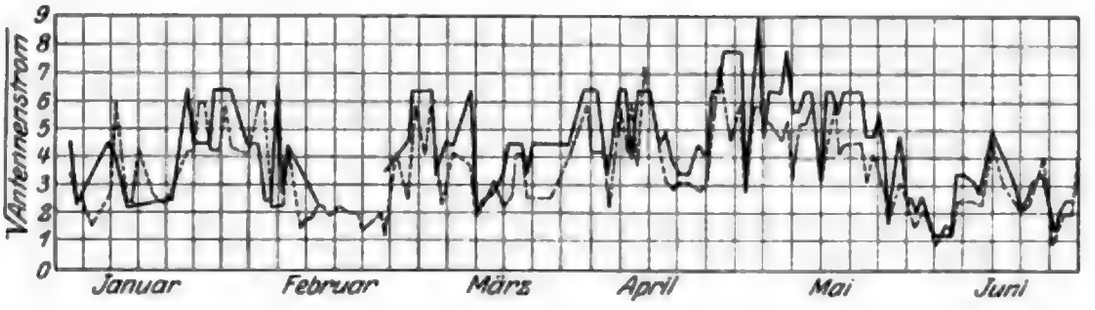


Abb. 502. Energieübertragung. Einfluß der Jahreszeiten (Austin).

Empfangen wurde in Washington, und zwar gibt die ausgezogene Kurve den Empfang von Eilvese, die gestrichelte Kurve den Empfang von Nauen wieder. Die Kurven zeigen, daß in den Monaten Januar—April die Empfangsenergien größer sind als im Mai und Juni.

Nach Aufnahmen von Mosler stellte sich im Gegensatze hierzu eine starke Zunahme der Empfangsintensität im Herbst (September, Oktober und November) heraus.

Interferenzerscheinung infolge der Heavisideschicht. Noch auf eine Erscheinung ist hinzuweisen, welche bisher wohl nur von De Forest beobachtet wurde, und welche gleichfalls auf die Wirkungsweise der 50—100 km über der Erdoberfläche befindlichen Ionisationsschicht (Heavisideschicht, beginnende Wasserstoffsphäre) hinweist. Kontinuierliche Schwingungen von 3260 m Wellenlänge erzeugten in einem Empfänger in San Franzisko eine bestimmte geringe Empfangsintensität, während Schwingungen derselben Sendestation und derselben Art, jedoch etwas geringerer Wellenlänge, nämlich von 3100 m, im gleichen Empfänger eine gute Empfangsintensität ergaben. Dabei wurden die erstgenannten Schwingungen mit 3260 m an einem anderen, etwas entfernter liegenden Empfänger gleichfalls mit guter Intensität wahrgenommen.

Nach Diesselhorst läßt sich diese Erscheinung direkt als Interferenzerscheinung erklären, und auch er berechnet hieraus den Abstand der Ionisationsschicht von der Erdoberfläche mit ca. 100 km.

Digitized by Google

Einfluß der Sonnenfinsternis, der Mondbestrahlung und des Polarlichtes. Ein weiterer Beweis, daß tatsächlich die Ionisation der höheren Atmosphärenschichten auf die Fortpflanzung der Wellen einen sehr wesentlichen Einfluß haben muß, scheint auch aus der außerordentlichen Zunahme der Empfangslautstärke, welche gelegentlich der Sonnenfinsternis (17. IV. 1912) beobachtet wurde, hervorzugehen. Es wurde festgestellt, daß mit Zunehmen der Sonnenfinsternis auch die Lautstärke im Empfänger sehr wesentlich zunahm, während des Maximums der Verfinsterung etwa ihren Höchstwert erreichte und alsdann mit abnehmender Verfinsterung gleichfalls abnahm.

Als Beispiel für die Aufnahme der Empfangslautstärke dient Abb. 503 von Telefunken. Während der Zeit der größten Verfinsterung ($1^{25\,h}$) ist hierbei das Maximum des Empfanges deutlich vorhanden.

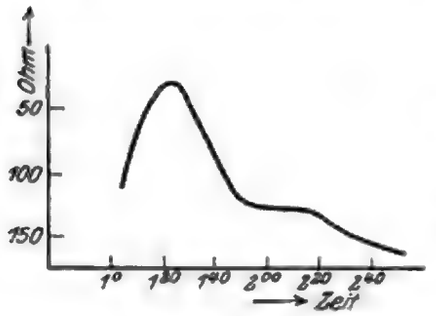


Abb. 503. Einfluß der Sonnenfinsternis auf die Empfangslautstärke.

Im übrigen ist bei der Sonnenfinsternis im Jahre 1912 festgestellt worden, daß der Einfluß der Sonnenfinsternis um so mehr wächst, je größer die Entfernung zwischen Sender und Empfangsstation ist.

In diesem Zusammenhang möge auch ein anderes Phänomen erwähnt werden, welches mit der Mondbestrahlung zusammenhängt.

Es konnte wiederholt mittels Richtungsstationen beobachtet werden, daß in dem Moment, in welchem der Mond die Empfangsstation bestrahlt, die Richtung der ankommenden Wellen geändert wird. Da mittels einer Richtungsantenne nur die eine Komponente der Welle ermittelt werden kann, würde es, um eine genaue Erforschung des Phänomens zu ermöglichen, erforderlich sein, dreidimensionale gerichtete Antennen zu verwenden.

Auch das Polarlicht scheint wesentlich auf den drahtlosen Empfang einzuwirken, es mag jedoch dahingestellt bleiben, ob in günstigem oder ungünstigem Sinne.

Bei Telefunkenstationen ist während des Verkehrs zwischen Spitzbergen und Ingoe beobachtet worden, daß in Ingoe während des Polarlichtes die Empfangslautstärke wesentlich sank, zum Teil sogar Null wurde. Hingegen wurde gleichzeitig festgestellt, daß in Hammerfest, also in der Nähe von Ingoe, wo das Polarlicht nicht sichtbar war, die Empfangslautstärke plötzlich sehr zunahm.

Ein günstiger Einfluß des Nordlichtes ist zwischen Marconistationen, welche nahe beim Polarkreis installiert waren, von C. H. Taylor festgestellt worden.

γ) Atmosphärische Störungen (Irrgänger).

Erscheinung der atmosphärischen Störungen. Unter atmosphärischen Störungen oder Irrgängern versteht man beim Hörempfänger brodelnde, zischende und knackende Geräusche im Empfangstelephon, beim Schreibempfang mit Detektor und Fadengalvanometer unmotivierte Fadenausschläge, welche Telegraphierzeichen ähneln, und welche den Empfang aufs äußerste beeinträchtigen, indem sie die Empfangszeichen vollkommen überdecken können.

Die atmosphärischen Störungen können zu Zeiten, namentlich aber bei Stationen, die auf sehr große Entfernungen miteinander arbeiten, von wesentlichem Einfluß sein. Kann doch nach Esau die Dämpfung selbst eines Senders um 200% (!) infolge atmosphärischer Störungen eine Änderung erfahren. Dies kommt für den Empfänger zu einem großen Teil daher, daß das in die Luft ragende Antennengebilde auch ein Ableiter der statischen Ladungen zwischen

Digitized by Google

der Atmosphäre und Erde ist. Da der Detektor auf diese atmosphärischen Störungen gleichfalls reagiert, ist es eine Frage der Intensität und der Störungszahl, inwieweit die Störungsfreiheit und damit die Reichweite des Empfängers hierdurch beeinflußt wird.

Verhinderung der atmosphärischen Störungen. Gewiß ist es wohl durch besondere Ableitungen, namentlich durch Zwischenkreise („Aussiebesysteme") möglich, die atmosphärischen Störungen wenigstens zum Teil unwirksam zu machen. Letzteres geschieht aber meist auf Kosten der Empfangslautstärke, also der Reichweite.

Besser ist die Verwendung tönender Signale oder die Erzeugung des Tones auf der Empfangsstation, da hierdurch ein Abheben der Empfangsgeräusche von den atmosphärischen Störungen erreichbar ist. Hat man Schreibempfang, so wählt man zweckmäßig ein Spiegelgalvanometer mit kurzer Schwingungsdauer, oder noch besser ein hochempfindliches Fadengalvanometer.

Die mehr oder weniger starke Beeinflussung des Empfanges durch atmosphärische Störungen kann man übrigens durch Rahmenantenne, noch besser durch Spulenempfänger — Verstärker reduzieren, offenbar schon aus dem Grunde, weil die nicht geerdete Rahmen- bzw. Spulenantenne auch keine statischen Aufladungen besitzen kann wie die Hoch- bzw. Niedrigantenne und zur Erde ableitet. Hierdurch ist bei der Spulenantenne auch die allerdings nicht sehr wesentliche Blitzgefahr, welche bei geerdeten Luftleitern vorhanden ist, beseitigt.

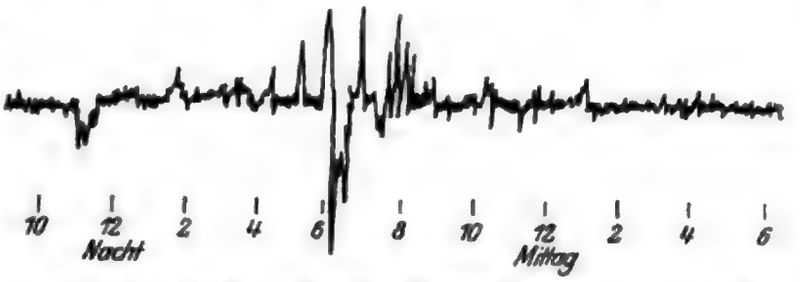


Abb. 504. Potentialschwankungen in unmittelbarer Umgebung der Empfangsstation.

Da man bei den Spulenantennen stets mit besonderen Verstärkungseinrichtungen arbeiten muß, werden an sich auch die atmosphärischen Störungen hierdurch verstärkt. Man ist aber ohne weiteres in der Lage, die Einrichtung so zu treffen, daß die selbst bei Gewittern auftretenden Störungen nur eine erträgliche, jedenfalls nur kurzfristige Beeinflussung des Verstärkerempfängers herbeiführen. Man kann infolgedessen sagen, daß der Spulenempfängerverstärker hinsichtlich atmosphärischer und Gewitterstörungen erheblich günstiger arbeitet als eine Hochantenne mit Mehrkreisempfänger.

Stellenweise sind aber die atmosphärischen Störungen, wie z. B. in den Tropen, so andauernd und intensiv, daß zwei Stationen, die unter normalen atmosphärischen Verhältnissen eine betriebssichere Reichweite von beispielsweise 200 km ergeben haben, auf ein Bruchteil dieser Entfernung zusammengerückt werden mußten, um noch einen einigermaßen sicheren Verkehr zu erzielen.

Die atmosphärischen Störungen sind aber auch zeitweise auf die Reichweite von großem Einfluß. Man erhält z. B. mit denselben Stationen zwischen Sender und Empfänger an einem Tag einen sehr lauten Empfang und noch am selben Tage oder Tags darauf kann die Lautstärke auf ein Bruchteil herabgegangen, oder die drahtlose Verbindung sogar vollkommen unterbrochen sein.

Ursachen der Störungen. Die Ursachen der atmosphärischen Störungen liegen offenbar:

Erstens in Potentialschwankungen in unmittelbarer Umgebung der Empfangsstation. Dadurch, daß Dieckmann gleichzeitig die Potentialschankungen und die atmosphärischen Störungen mittels Galvanometers registriert hat (siehe Abb. 504), ist der Beweis erbracht, daß in der Hauptsache die atmosphärischen Störungen auf Potentialänderungen zurückzuführen sind.

Digitized by Google

Als zweite Ursache der atmosphärischen Störungen kommen in großer Entfernung niedergehende Blitze inbetracht; wahrscheinlich wird ein erheblicher Teil aller Störungen auf Gewitter zurückzuführen sein, welche in den Tropen zum Ausbruch kommen.

Abb. 505. Einfluß von Gewittern auf atmosphärische Störungen.

Periodizität der atmosphärischen Störungen. Es ist festgestellt worden (K. E. F. Schmidt, 1907), daß die atmosphärischen Störungen zwei Perioden besitzen, und daß diese Perioden mit der Periode der Elektrizitätszerstreuung parallel laufen.

Es ist ferner eine jährliche Periode festgestellt worden (A. Esau, 1912), welche ein Maximum der Störungen im Juni und August und ein Minimum im Juli ergab. In der Umgebung Berlins wurde konstatiert, daß in den Monaten von Ende November bis anfangs April die Störungen gering waren, und daß sie sodann bis August zunahmen, um alsdann wieder abzunehmen. Auch Sonnenaufgang und Sonnenuntergang sollen für das Zustandekommen der atmosphärischen Störungen wesentlich sein (W. H. Eccles). Weiterhin soll ferner die Sonnenfinsternis auf die Zahl der atmosphärischen Störungen von Einfluß gewesen sein.

Abhängigkeit der Störungen. Im übrigen hat Esau gefunden, daß die atmosphärischen Störungen abnehmen:

mit wachsender Bewölkung,
mit wachsendem Dunstgehalt der Atmosphäre.
mit zunehmender Nebelbildung,

daß die Störungen hingegen zunehmen:

mit wachsender Durchsichtigkeit der Luft,
mit wachsender Windgeschwindigkeit,
mit Kumulus- und Gewitterbildung.
mit abnehmender relativer Feuchtigkeit.

Resultate der Moslerschen Versuche und Einfluß von Gewittern auf atmosphärische Störungen. Eingehende quantitative Untersuchungen über die atmosphärischen Störungen sind von H. Mosler angestellt worden, und zwar sind hierbei die Erscheinungen eines ganzen Jahres berücksichtigt. Leider hat Mosler nur eine kleine, nämlich 18 m hohe Schirmantenne zur Verfügung gestanden, welche mit einem Ventildetektor gekoppelt war. Unter Anwendung eines Lichtschreibers konnte er atmosphärische Störungen gemäß Abb. 505 aufzeichnen. Die höchste Erhebung rechts im Diagramm entspricht einer Stromstärke von $8 \cdot 10^{-9}$ Amp. Diese Stromstärke bietet aber keineswegs einen Maßstab, denn Mosler arbeitete, wie schon bemerkt, mit einer sehr kleinen Antenne, und die Intensität der atmosphärischen Störungen kann Werte erreichen, welche ein vielfaches von denen beim normalen Empfang ausmachen. Gerade infolgedessen wird der normale Empfang durch die atmosphärischen Störungen unter Umständen so ungünstig beeinflußt.

Mosler konnte im übrigen folgendes feststellen:

1. Ein Tagesminimum der atmosphärischen Störungen in den ersten Morgenstunden.
2. Eine Zunahme der atmosphärischen Störungen an besonders warmen Tagen, was wohl auf das Vorhandensein von geladenen Ionenschichten

Digitized by Google

schließen läßt, insbesonders dann, wenn über die Antennen Gewitterwolken dahinziehen.

3. Abhängigkeit der Anzahl der Störungen zu dem Verhältnis der Schwankungen des Luftpotentials.
4. Atmosphärische Störungen sind hauptsächlich auf örtliche Einflüsse zurückzuführen und entstehen meist infolge von Potentialschwankungen der Luftschichten. Durch Ausgleichsvorgänge der atmosphärischen Elektrizität werden wechselnde Ladungen der Antenne hervorgerufen und hierdurch Schwingungen erzeugt, welche die Störungszeichen im Detektor bilden.
5. Mit wachsender Wellenlänge soll die Zahl der Störungen zunehmen, auch in der Nähe von Gebirgen sollen die Störungen zahlreicher sein als in der Ebene, was sich durch die Ausbildung von Potentialflächen und das Vorhandensein von Wolken erklären läßt.

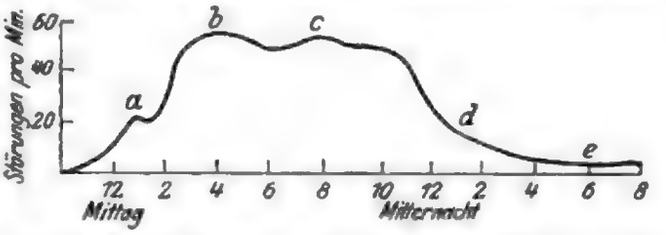


Abb. 506. Umhüllungskurve der in der Zeiteinheit ihrer Größe nach aufgetragenen Störungsimpulse.

Abb. 506 zeigt die Umhüllungskurve der in der Zeiteinheit ihrer Größe nach aufgetragenen Störungsimpulse. Mit dem Herannahen des Gewitters wächst die Zahl der Störungen sehr erheblich, mit abziehendem Gewitter hört die Störungszahl auch verhältnismäßig rasch wieder auf.

Auch in gewisser Entfernung niedergehende Blitze rufen ein prägnantes, zischendes Geräusch im Empfangstelephon des Detektorempfängers hervor, welches sich von den sonstigen atmosphärischen Erscheinungen gut unterscheiden läßt.

Von Interesse sind die Aufnahmen der atmosphärischen Störungen, welche F. Anderle (1914—1917) auf der Station Laaerberg (Wien) nach der Parallelohmmethode gemacht hat. Es zeigte sich hierbei ein mittleres Störungsminimum in den Monaten Juli—August um 7 Uhr vormittags und ein zweites geringeres Minimum 5 Uhr nachmittags. Diese beiden Minima näherten sich einander, bis sie im Dezember zu einem einzigen Minimum verschmelzen, das ca. um 12 Uhr mittags zu beobachten war. In den darauffolgenden Monaten trennen sich die Minima wieder voneinander. Es ist hieraus ersichtlich, daß im Sommer der Sonneneinfluß sehr wesentlich ist, während im Winter, wohl infolge des ausgesprochenen „Kältesees", den das Wiener Becken darstellt, eine erhebliche Phasenverschiebung bewirkt wird.

D. Rechnerische Ermittlung der Empfangsenergie und Reichweite.

a) Amplitudenabnahme bei verschiedenem Gelände, großen und kleinen Entfernungen.

Aus obigem geht hervor, daß sich einer, wenn auch nur angenäherten rechnerischen Ermittlung der Empfangsenergie und somit der zu erzielenden Reichweite ganz außerordentliche Schwierigkeiten infolge der zahlreichen Unbekannten entgegensetzen.

Sind diese schon vorhanden, wenn es sich um die Empfangsenergie, bzw. Reichweitenermittlung über Seewasser handelt, so nehmen sie noch weiterhin außerordentlich zu, wenn festes Land und event. noch Gebirgszüge, womöglich auch noch mit Wasserflächen abwechselnd, zwischen der Sende- und Empfangsstation liegen.

Gemäß den gegebenen Ausführungen kann man folgendes als feststehend annehmen.

Digitized by Google

Die Amplitude nimmt ab über Seewasser und bei kleinen Entfernungen im Verhältnis $\frac{1}{m}$, bei großen Entfernungen hingegen nimmt sie erheblich schneller ab als das Verhältnis $\frac{1}{m}$. (Siehe auch S. 436.)

Über die feste Erdoberfläche nimmt bei größeren Entfernungen die Amplitude gleichfalls erheblich schneller ab als das Verhältnis $\frac{1}{m}$.

Bei der Reichweite über die feste Erdoberfläche ist weiterhin noch zu berücksichtigen, daß atmosphärische Niederschläge, in den Erdboden eingedrungene Feuchtigkeit usw. für die Reichweite fast durchweg günstig sind, also auch eine geringere Amplitudenabnahme ergeben als bei völlig trockener Erdoberfläche.

b) Reichweite, elektrische Feldstärke, Strom und Energie im Empfänger[1]).

Vereinfacht man die tatsächlich vorliegenden Bedingungen dahingehend, daß man eine ideale Leitfähigkeit der Erdoberfläche zugrunde legt, die Energieabsorption in der Atmosphäre und die Streuung nicht berücksichtigt, sondern lediglich Wellenlänge, Senderstromstärke, wirksame Antennenhöhe und Form, Strom in der Sende- und Empfangsantenne, sowie den Abstand zwischen Sender und Empfänger einsetzt, so ergibt sich für die elektrische Feldstärke im Empfänger der Ausdruck[2]):

$$\mathfrak{E} = \frac{120 \cdot \pi \cdot J_1 \cdot h_2}{\lambda \cdot m}.$$

Hierin und in den nachstehenden Formeln bedeutet:

J_1 = die Stromstärke in der Sendeantenne,
J_2 = die Stromstärke in der Empfangsantenne,
h_1 = die wirksame Höhe der Sendeantenne,
h_2 = die wirksame Höhe der Empfangsantenne,
w_2 = den auf den Strombauch des Empfängers bezogenen Gesamtwiderstand,
w_{nz} = den Nutzwiderstand im Detektor,
λ = die Wellenlänge,
m = den Abstand zwischen Sende- und Empfangsstation.

Eine besondere Bedeutung in den vorstehenden und nachfolgenden Formeln kommt der Höhe h_1 der Sendeantenne und h_2 der Empfangsantenne zu. Besitzt die Antenne eine T-Form, so würde diese Höhe, wie bereits auf S. 384 zum Ausdruck gebracht, gleich der tatsächlichen Antennenhöhe sein. Für alle übrigen Antennenformen ist jedoch diese Höhe, welche man „wirksame Antennenhöhe" genannt hat, kleiner als die tatsächliche Höhe und variiert, wie oben gezeichnet, zwischen dem Größenverhältnis 0,5 bis zu 0,99 der tatsächlichen Antennenhöhe herab. Man hat also in fast allen Fällen die tatsächliche Antennenhöhe mit einem der Antennenform entsprechenden Korrektionsfaktor zu multiplizieren, um die wirksame Antennenhöhe zu erhalten.

Es ergibt sich alsdann (Austin, Barkhausen u. a.) die Stromstärke in der Empfangsantenne, sofern der Sender mit ungedämpften Schwingungen arbeitet:

$$J_{2\,\text{unged.}} = \frac{120 \cdot \pi \cdot J_1 \cdot h_1 h_2}{w_2 \cdot \lambda \cdot m}.$$

[1]) Siehe auch die Ausführungen im folgenden Abschnitt, insbesondere S. 469 ff.

[2]) Bezüglich dieser und der nachfolgenden Ausdrücke siehe auch die Ableitung in Kapitel III, 6. δ), A. c. δ) S. 469 ff.

Digitized by Google

Sofern der Sender mit gedämpften Schwingungen betrieben wird, kommt noch zu obigem Ausdruck das Dämpfungsverhältnis hinzu, und es ergibt sich die Stromstärke im Empfänger mit:

$$J_{2\,\text{gedämpft}} = \frac{120 \cdot \pi \cdot J_1 \cdot h_1 h_2}{w_2 \cdot \lambda\, m \sqrt{1 + \frac{\vartheta_1}{\vartheta_2}}}.$$

Unter Zugrundelegung des obigen Ausdruckes für die Feldstärke kann man übrigens auch annäherungsweise den Wert für den Empfangsantennenstrom aus folgendem Ausdruck finden: $J_2 = \frac{\mathfrak{E} \cdot h_2}{w_2}$.

Berücksichtigt man ferner sowohl die Absorption als auch die Streuung, so findet man die Stromstärke des Empfängers aus der folgenden Formel (Austin, U. S. Marine):

$$J_{2\,\text{unged.}} = \frac{120\,\pi \cdot J_1 \cdot h_1 h_2}{w_2 \lambda\, m} \cdot e^{-\frac{0{,}0015\,m}{\lambda}} \quad \text{für ungedämpfte Schwingungen}$$

$$\text{und } J_{2\,\text{ged.}} = \frac{120\,\pi}{w_2} \cdot \frac{J_1 h_1 h_2}{\lambda\, m \sqrt{1 + \frac{\vartheta_1}{\vartheta_2}}} \cdot e^{-\frac{0{,}0015\,m}{\lambda}} \quad \text{für gedämpfte Schwingungen.}$$

(Nach genauen Messungen von L. W. Austin in Darien (Pa) liefert die theoretische Formel von A. Sommerfeld,

$$J_2 = \frac{120\,\pi \cdot J_1 h_1 h_2}{w_2 \lambda\, m} \cdot e^{-\frac{0{,}0019\,m}{\lambda}}$$

möglicherweise durch Verstärkung der Empfangsenergie aus der oberen Atmosphäre, welche also noch zusätzlich zu berücksichtigen wäre, zu geringe Werte.)

Es ergibt sich somit unter Nichtberücksichtigung des Zerstreuungsgliedes für die dem Detektor in der Empfangsstation zugeführte Energie unter Zugrundelegung der obigen Bezeichnungen für gedämpfte Schwingungen der Ausdruck:

$$A_{\text{gedämpft}} = J_2^2 \cdot w_{n2} = \left(\frac{120 \cdot \pi}{w_2}\right)^2 \cdot \left(\frac{h_1 \cdot h_2}{\lambda \cdot m}\right)^2 \cdot \frac{J_1^2 \cdot w_{n2}}{1 + \frac{\vartheta_1}{\vartheta_2}}$$

und für ungedämpfte Schwingungen der Ausdruck:

$$A_{\text{ungedämpft}} = J_2^2 \cdot w_{n2} = \left(\frac{120 \cdot \pi}{w_2}\right)^2 \left(\frac{h_1 h_2}{\lambda\, m}\right) \cdot J_1^2 \cdot w_{n2}.$$

Für die Reichweite wird oft für überschlägige Rechnungen die Annäherungsformel angewendet:

$$\text{Reichweite} \sim 800 \sqrt{\text{Antennenenergie}}.$$

E. Wirkungsgrad einer drahtlosen Nachrichtenübermittlung.

Wir können diesen Abschnitt nicht schließen, ohne noch einen Blick auf den gesamten Wirkungsgrad einer drahtlosen Nachrichtenübermittlung, welche ja nichts anderes als eine Energieübertragung darstellt, in einem Beispiel zahlenmäßig festzulegen.

Betrachtet man den Gesamtwirkungsgrad der drahtlosen Nachrichtenübermittlung von der zugeführten Primärenergie bis zu der im Empfänger erhaltenen Energie, so kommt man allerdings auf ein sehr ungünstiges Energieübertragungsverhältnis.

Wenn man z. B. in den Gleichstrommotor eines Gleichstrom-Wechselstromumformers 13 Amp. bei 110 Volt aus dem Netz hineinschickt und hiermit bei

Digitized by Google

Verwendung tönender Funken in einer Antenne von etwa 300 cm Kapazität und 8 Ohm Widerstand einen Antennenstrom von 7 Amp. erhält, so hat man auf der Sendeseite das Verhältnis $J_g \cdot V_g = 13 \cdot 119 = 1{,}43$ kW und

$$J_1^2 \cdot w_{str} = 49 \cdot 8 = 0{,}392\,\text{kW},$$

also

$$\eta = \frac{0{,}392}{1{,}43} = 27{,}5\,\%.$$

Bei einer Entfernung der Empfangsstation vom Sender von 100 km erhält man bei Benutzung einer Hochantenne in dem parallel zum Detektor geschalteten Milliamperemeter noch eine Stromstärke von etwa 0,005 Amp. Die Spannung beträgt etwa 0,001 Volt. Die im Empfänger erhaltene Energie ist somit nur 0,00005 Watt!

Der Gesamtwirkungsgrad ist also somit:

$$\eta_{ges.} = \frac{0{,}00005}{1430} = 0{,}35 \cdot 10^{-8}!$$

Infolge der hochempfindlichen Detektoren, welche noch auf weit geringere Stromstärken als 0,005 Amp. ansprechen, insbesondere aber dadurch, daß man durch Lautverstärker auf der Empfangsseite die Energie fast beliebig hochschaukeln kann, und daß eine moderne Hochfrequenz-Audion-Niederfrequenzverstärkung noch auf Empfangsenergien anspricht und betriebssicher arbeitet, welche selbst hochempfindliche Thermodetektoren weit unter ihrer Reizschwelle ließen, wird allerdings dieser schlechte Wirkungsgrad für den Nachrichtenverkehr wieder vollkommen wettgemacht.

6. Die Empfänger.

A. Theoretische Betrachtungen.

a) Günstigste Richtung der Antennen für Empfang.

Die von der fernen Sendestation auf den Empfangsluftleiter auftreffenden Wellen rufen in der Empfangsantenne elektrische Schwingungen hervor. Für die in der Empfangsantenne überhaupt zu erzielende Energie ist die Berücksichti-

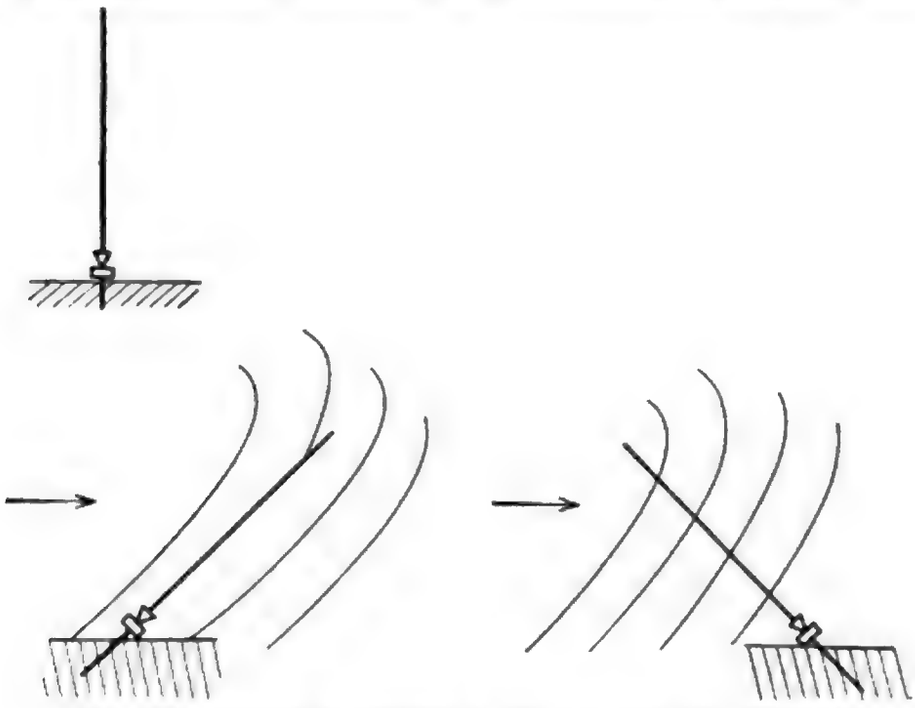
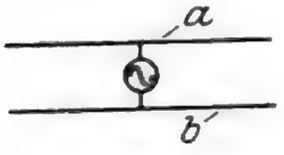


Abb. 507. Günstigste Richtung der Antennen für Empfang.

Digitized by Google

gung der Bodenverhältnisse erforderlich. Die größte Wirkung wird naturgemäß erzielt, wenn die Antenne in Richtung der elektrischen Kraftlinien des Senders verläuft. Bei gut leitendem Boden, also insbesondere Seewasser, ist daher die Senkrechte zur Erdoberfläche am günstigsten (siehe Abb. 507 oben). Bei schlecht leitendem Boden unter der Empfangsstation, wobei die elektrischen Kraftlinien vornübergeneigt sind, muß dementsprechend auch die Antennenrichtung geneigt verlaufen (J. Zenneck). Abb. 507 links stellt also für diesen Fall das Optimum dar, Abb. 507 rechts gibt einen erheblich ungünstigeren Effekt.

Die Forderung, daß, um einen Maximaleffekt zu erzielen, die Antennenrichtung mit der Richtung der Maximalamplitude des elektrischen Feldes identisch sein soll, ist demgemäß bei festen und auch bei auf der Erde beweglichen Stationen im allgemeinen unschwer zu erreichen, mindestens sofern nicht besonders ungünstige lokale Verhältnisse namentlich mit Bezug auf Grundwasser vorliegen.



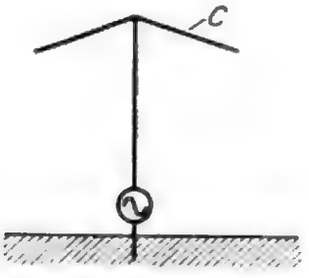
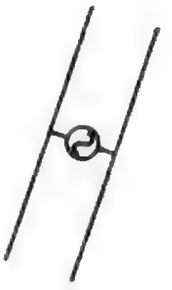


Abb. 508. Flugzeugstation im Verkehr mit Schirmantennenerdstation.



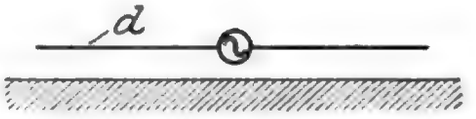


Abb. 509. Flugzeugstation in steiler Kurve im Verkehr mit Niedrigantenne.

Wesentlich anders wird jedoch das Bild, wenn es sich um Luftschiff- oder Flugzeugstationen handelt. Insbesondere Flugzeugstationen können infolge der eigentümlichen Lagen, welche das Flugzeug in der Luft annehmen kann, zu besonders ungünstigen Verhältnissen führen.

Nimmt man beispielsweise an, daß die Flugzeugantenne *a* mit dem Gegengewicht *b* mit einer festen Erdstation zu verkehren hat, so wird hierbei eine Schirmantenne *c* gemäß Abb. 508 gute Resultate ergeben, da beide Antennengebilde als Vertikaloszillatoren aufgefaßt werden können. Sobald jedoch bei steilen Kurven das Flugzeug die Lage gemäß Abb. 509 annimmt, wird dasselbe mit einer Schirmantenne oder gar Vertikalantenne keine Verbindung mehr aufrechterhalten können; alsdann wäre eine Horizontalantenne *d* gemäß Abb. 509 am Platze (siehe die Richtungsdiagramme von Abb. 465 bis 468, S. 416 u. 417.)

b) Aufschaukelung der Energie im Empfänger bei gedämpften und ungedämpften Senderschwingungen. Abstimmung. Verluste im Empfänger.

Bei gedämpften Senderschwingungen schaukelt sich die Energie in der Empfangsantenne, entsprechend der schematischen Abb. 510, welche den Vorgang für einen sehr stark gedämpften Empfänger darstellt, infolgedessen rasch bis

Digitized by Google

zu einem gewissen Betrage auf und schwingt alsdann, dem im Empfänger vorhandenen Gesamtwiderstand entsprechend, mehr oder weniger stark gedämpft aus, bis ein neuer Wellenzug die Empfangsantenne trifft und sich das Spiel wiederholt.

Die Höchstwirkung im Empfänger und die Maximalempfangsstromstärke werden in dem Fall erreicht, in welchem der Empfänger auf die ankommenden Wellen abgestimmt ist.

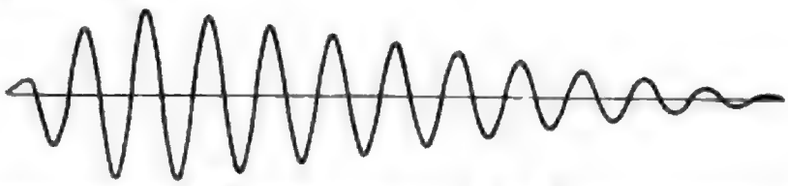


Abb. 510. Aufschaukelung der Empfangsenergie in der Empfangsantenne bei gedämpften Senderschwingungen.

In diesem Falle stoßen die aufgenommenen Schwingungen im Rhythmus der Eigenschwingungen den Empfänger an.

Ein Teil der Empfangsenergie wird im Empfänger selbst nutzlos verbraucht in Form der Eigenstrahlung der Empfangsantenne, welche allerdings im allgemeinen nur verhältnismäßig gering ist, in dem Widerstande in den Verlängerungs- und Abstimmungsspulen und durch die Hysteresis der zur Abstimmung gebrauchten Kondensatoren. Ein anderer Teil der Empfangsenergie wird dem Detektor zugeführt, welcher den eigentlichen Nutzwiderstand darstellt.

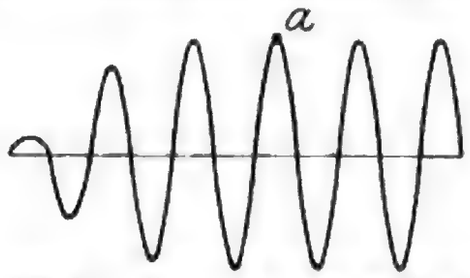


Abb. 511. Einstellung eines stabilen Schwingungszustandes bei ungedämpften Schwingungen.

Einem beliebig großen Anwachsen der Empfangsamplitude ist daher selbst bei Verwendung ungedämpfter Senderschwingungen (Abb. 511) ein Riegel vorgeschoben, da sich schließlich (Punkt *a*, Abb. 511) ein stabiler Schwingungszustand einstellt, bei welchem die zugeführte Energie gerade die Verluste im Empfänger ausbalanziert.

Für den Empfänger sind weiterhin zwei Begriffe von ausschlaggebender Bedeutung, welche in einem gewissen Gegensatz zueinander stehen.

1. Empfangsenergie (Detektorenergie), welche die Reichweite bestimmt.
2. Abstimmschärfe, die für die Störbefreiung maßgebend ist.

Betrachten wir zuerst die Energiefrage.

c) Bedingungen für die im Empfänger überhaupt erzielbare Energie.

Es lassen sich für die im Empfänger zu erzielenden Energien, immer unter spezieller Berücksichtigung eines Energiedetektors, die nachstehenden Beziehungen angeben (J. J. Thomson (1893), M. Planck (1896 und 1901), R. Rüdenberg (1908), J. Zenneck (1913), H. Rein (1914)).

a) Günstigste Widerstandsverhältnisse.

Bezeichnet man mit:

E_2 = die in der Antenne erzeugte EMK,

$\mathfrak{E}$ = die elektrische Feldstärke (also die in Richtung der Antenne verlaufende Feldkomponente),

h_2 = die „wirksame Höhe" der Empfangsantenne,

so gilt für die in der Antenne erzeugte Empfangs-EMK

$$E_2 = \mathfrak{E} \cdot h_2$$

Digitized by Google

d. h. die im Empfänger erzeugte EMK ist um so größer, je größer die elektrische Feldstärke (um so kräftiger der Sender bzw. um so geringer der Abstand zwischen Sender und Empfänger) und je größer die wirksame Antennenhöhe sind, also um so erheblicher deren Strahlung ist.

Auf der anderen Seite muß man bestrebt sein, die Strahlung der Antenne, welche im allgemeinen auch gleichzeitig zum Empfang dient, möglichst zu vermindern, da sie ja nur eine nutzlose Energieabgabe an das umgebende Feld darstellt und nicht für den Detektor, den eigentlichen Nutzwiderstand, wirksam gemacht werden kann.

Der günstigste Effekt bei ungedämpften Schwingungen wird erzielt, wenn

$$w_{n2} = w_e = \frac{w_2}{2} \text{ ist, also } w_{n2} + w_{e2} = w_2,$$

d. h. wenn der Detektorwiderstand w_{n2} genau gleich dem Antenneneigenwiderstand w_e, gleich der Hälfte des Gesamtwiderstandes w_2 ist, was durch Abb. 512 angedeutet werden soll.

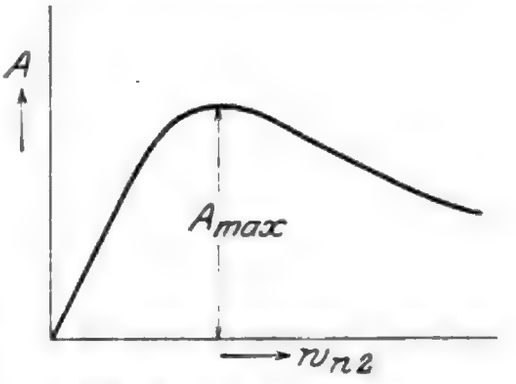


Abb. 512. Verlauf des Antennenwiderstandes. Optimum desselben.

Für gedämpfte Schwingungen (H. Rein) gilt hingegen

$$w_2 = w_e \left(1 + \sqrt{1 + \frac{\mathfrak{d}_{a1}}{\mathfrak{d}_{a2}}}\right)$$

$\mathfrak{d}_{a1}$ = Dämpfungsdekrement der Sendeantenne,
$\mathfrak{d}_{a2}$ = Dämpfungsdekrement des Empfängers ohne Detektor.

β) Die dem Detektor zur Vergfügung stehende Energie bei ungedämpften und gedämpften Schwingungen unter Nichtberücksichtigung von Senderantennenhöhe und Form, sowie der Senderstrahlung.

Bezeichnet man weiterhin mit:

A = die aus dem Strahlungsfeld absorbierte, dem Empfänger zugeführte und in Wärme umgesetzte Energie,

so ergibt sich allerdings unter Nichtberücksichtigung der Höhe der Senderantenne, für ungedämpfte Schwingungen (R. Rüdenberg)

$$A_{max_{unged.}} = \frac{3}{(8\pi)^2} \cdot \frac{\mathfrak{E}^2 \cdot \lambda^2}{\mathfrak{C}'}$$

worin

$\mathfrak{C}'$ = ein Faktor ist, der von der Gestaltung des Schwingungskreises abhängt,

A_{max} = den größtmöglichen Energiebetrag darstellt, den der Empfänger überhaupt aus dem Strahlungsfelde aufsaugen kann, und der also um so größer ist, je größer die Wellenlänge λ ist.

Hierbei ist also das Feld beim Empfänger als gegeben angenommen, während sowohl die Antennenhöhe und Form, als auch die Strahlung des Senders ganz unberücksichtigt bleiben.

Unter Beibehaltung dieser Rechnungs- und Anschauungsweise ergibt sich weiterhin (nach J. Zenneck) unter Berücksichtigung von Abb. 513:

Digitized by Google

$$E_2 = \mathfrak{E} \cdot h_2$$

$$\frac{\mathfrak{E} \cdot h_2}{w_2} = \frac{E_2}{w_2} = J_2$$

$$J_2 h_2 = \int i_2 \, dh.$$

Nimmt man nun zur Vereinfachung an, daß der Empfänger nur Strahlungswiderstand (w_a) und Detektorwiderstand (w_{n2}) besitzt, so wird

$$J_2 = \frac{E_2}{w_a + w_{n2}}.$$

Also die dem Detektor zur Verfügung stehende Energie (A)

$$A = J_2^2 w_{n2} = \frac{E_2^2}{(w_a + w_{n2})^2} \cdot w_{n2}.$$

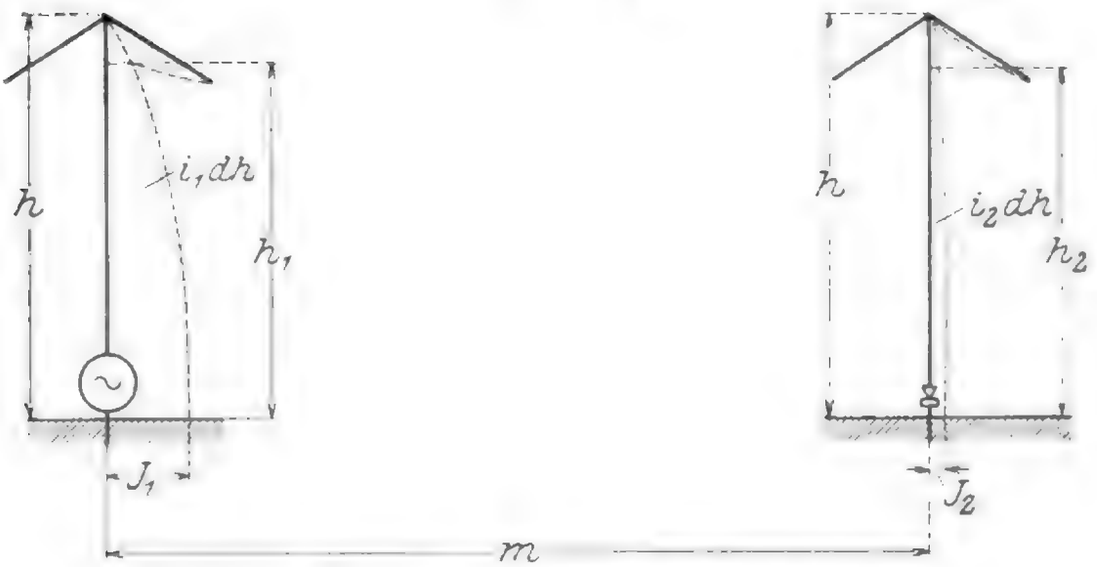


Abb. 513. Diagramme der Sender- und Empfängerenergie.

Für die günstigsten Verhältnisse, also wenn

$$w_{n2} = \frac{w_a + w_{n2}}{2} \text{ bzw. } w_{n2} = w_a = \frac{w_2}{2}$$

ist, wird

$$J_2^2 \cdot w_{n2} = \frac{E_2^2}{4 w_a}$$

also

$$J_2^2 \cdot w_{n2} = \frac{E_2^2}{2 w_2}.$$

Der Strahlungswiderstand einer geerdeten Antenne berechnet sich nach H. Hertz:

$$w_a = 160 \pi^2 \left(\frac{h_2}{\lambda}\right)^2.$$

Setzt man diesen Wert in obigen Ausdruck ein, so erhält man für ungedämpfte Schwingungen

$$J_2^2 \cdot w_{n2} = \frac{1}{128 \pi^2 h_2^2 \cdot 10^{10}} \cdot \lambda^2 \cdot E_2^2$$

oder

$$A_{\text{ungedämpft}} = J_2^2 \cdot w_{n2} = \frac{1}{128 \pi^2 \cdot 10^{10}} \cdot \lambda^2 E_2^2 \text{ CGS}$$

Digitized by Google

und für gedämpfte Schwingungen:

$$A_{\text{gedämpft}} = J_2^2 \cdot w_{n2} = \frac{\tau}{(1+\varepsilon)^2} \cdot \frac{1}{16\pi^2 \cdot 3 \cdot 10^{20}} \cdot \frac{\zeta}{4} \cdot \frac{1}{\mathfrak{d}_1 \left(1 + \frac{\mathfrak{d}_1}{\mathfrak{d}_2}\right)} \cdot \lambda^3 E_2^2.$$

Diese Gleichungen gelten ganz allgemein; es sind nur noch die speziellen Verhältnisse für die maximale Empfangsenergie bei Primär- und Sekundärempfang zu betrachten (H. Rein, 1914).

γ) Spezielle Gleichungen für die Detektorenergie bei ungedämpften und gedämpften Schwingungen bei Primär- und Sekundärempfang.

Ungedämpfte Schwingungen. Primärempfang. Der auf Energiewerte (Integraleffekt) ansprechende Detektor sei direkt in die Antenne eingeschaltet (s. Abb. 514)

Man erhält dann, wie sich ohne weiteres zeigen läßt, den Höchstwert für die Detektorenergie:

1. wenn der Empfänger auf den Sender abgestimmt ist, wenn also ist

$$\omega_1 L_2 = \frac{1}{\omega_1 C_2} \text{ und}$$

2. wenn der Detektorwiderstand w_{n2} = Antennenwiderstand w_{ae} ist.

Es ist alsdann

$$A_{\text{unged.}} = J_2^2 w_{n2} = \frac{E_2^2}{w_2^2 + \left(\omega_1 L_2 - \frac{1}{\omega_1 C_2}\right)^2} \cdot w_{n2}$$

also da $w_{a2} = w_e$ ist, ist die Detektorenergie

$$A_{\text{unged.}} = \frac{E_2^2}{4 w_{n2}} = \frac{1}{2} \text{ der gesamten Empfangsenergie.}$$

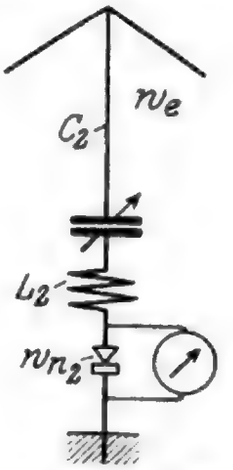


Abb. 514. Direkt in die Antenne eingeschalteter Detektor (Primärempfang).

Man muß also, um ein großes $A_{\text{unged.}}$ zu erhalten, den Antenneneigenwiderstand w_e, zu welchem nicht nur der Strahlungswiderstand w_a, Erdwiderstand und die anderen Antennenverlust- und Isolationswiderstände, sondern auch die Verluste in den Abstimmitteln hinzukommen, so klein wie möglich machen. Die letzteren können jedoch nicht beliebig verkleinert werden, da praktisch vollkommen verlustlose Selbstinduktionsspulen und Kondensatoren nicht zu schaffen sind. Außerdem wird deren Widerstand um so größer, je größer man die Wellenlänge wählt, wodurch allerdings andererseits der Strahlungswiderstand herabgesetzt wird, was für die Empfangsseite zwar günstig, für die Sendeseite aber naturgemäß verlustbringend ist (siehe z. B. Abb. 417, S. 385).

Die Empfangsenergie, das heißt die dem Detektor zugeführte Energie, hängt beim einfachen Empfänger nur von der Detektorkopplung ab.

Sekundärempfang. Infolge der Vorzüge größerer Abstimmfähigkeit wird in der Praxis fast ausnahmslos der Detektor in einen besonderen Kreis geschaltet, welcher meist ziemlich aperiodisch wirken wird.

Um es gleich vorweg zu bemerken, wird aber durch die Benutzung des Sekundärkreises eine Energiesteigerung nicht hervorgerufen.

Digitized by Google

Allgemein erhält man alsdann:

$$A_{\text{unged.}} = J_2^2 w_{n2} \cdot \frac{E_2^2}{\sqrt{\left(w_e + \frac{\omega_1^2 M^2}{w_3 + \left(\omega_1 L_3 - \frac{1}{\omega_1 C_3}\right)^2} \cdot w_3\right)^2 + \left[\left(\omega_1 L_2 - \frac{1}{\omega_1 C_2}\right) - \frac{\omega_1^2 M^2}{\omega_3^2 + \left(\omega_1 L_2 - \frac{1}{\omega_1 C_3}\right)^2} \cdot \left(\omega_1 L_3 - \frac{1}{\omega_1 C_3}\right)\right]^2}}.$$

Hierin ist:

$\omega_3 = 2\pi\nu_3$ = Periodenzahl des Tertiärkreises.
M = Koeffizient der gegenseitigen Induktion zwischen Antennenkreis und Sekundärkreis.
L_3 = Selbstinduktionskoeffizient des Sekundärkreises.
C_3 = Kapazität des Sekundärkreises.

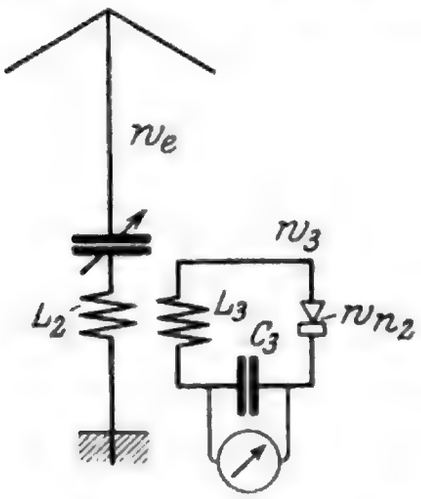


Abb. 515. Sekundärempfang mit rein aperiodisch wirkendem Detektorkreis.

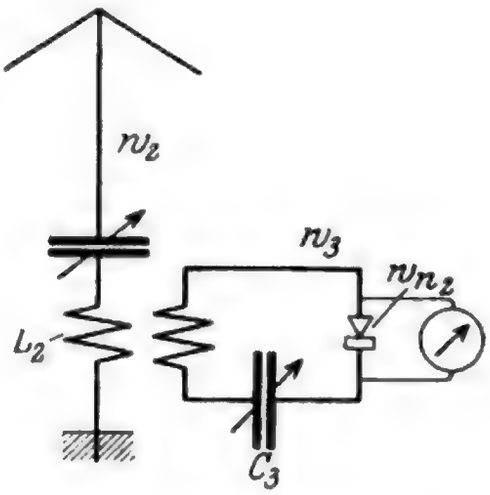


Abb. 516. Sekundärempfang mit im wesentlichen resonanzfähigem Detektorkreis.

Infolge des Zusatzgliedes

$$\frac{\omega_1^2 M^2}{w_3^2 + \left(\omega_1 L_3 - \frac{1}{\omega_1 C_3}\right)^2} \cdot w_3$$

kann man willkürlich die gegenseitige Induktion M, also die Kopplung und somit auch den Widerstand w_3 regulieren.

Sekundärempfang mit rein aperiodisch wirkendem Detektorkreis. Das Anordnungsschema zeigt Abb. 515. C_3 ist ein Blockkondensator.

Unter der Voraussetzung, daß L_3 sehr groß ist, so daß $\frac{1}{\omega_1 C_3}$ sehr klein gegenüber $\omega_1 L_3$ ist, also praktisch gleich Null gesetzt wird, erhält man die günstigsten Empfangsbedingungen, wenn die Kopplung so gestaltet ist, daß

$$w_e = \frac{\omega_1 M^2}{w_3^2 + \omega_1^2 L_3^2} \cdot w_3 \text{ ist.}$$

Ist nun $\omega_2 L_3$ klein gegenüber w_3, so muß bei einem bestimmten Antennenwiderstand w_e die Kopplung um so fester gemacht werden, je größer der Sekundärkreiswiderstand w_3 und je größer die Senderwellenlänge ist.

Digitized by Google

Ist aber $\omega_1 L_3$ groß gegenüber w_3, so bleibt die für eine bestimmte Wellenlänge gefundene günstigste Kopplung auch, sofern w_e konstant bleibt, bestehen.

Sekundärempfang mit im wesentlichen resonanzfähigem Detektorkreis. Anstelle des Blockkondensators sei nunmehr der regulierbare Luftkondensator C_3 eingeschaltet (siehe Abb. 516), wodurch die Anordnung besser abstimmfähig wird.

Unter der Voraussetzung, daß bei loser Kopplung Antennenkreis und Sekundärkreis auf die Senderschwingungen abgestimmt sind, gilt nach einigen Umformungen:

$$A_{\text{unged.}} = J_3^2 w_{n2} = \frac{\omega_1^2 M^2 \cdot E_2^2}{(w_e \cdot w_3 + \omega_1^2 M^2)^2} \cdot w_{n2} = \frac{E_2^2}{4 w_e \cdot w_3} \cdot w_{n2}.$$

Da nun der Hauptwiderstand des Sekundärkreises vom Detektor herrührt, ist also $w_3 = w_{n2}$ zu setzen.

Es ist daher $$A_{\text{unged.}} \geqq \frac{E_2^2}{4 w_e}.$$

Dieses besagt, daß, um die höchste Empfangsenergie für den Detektor zu erhalten, man machen muß

$$\frac{\omega_1^2 M^2}{w_3^2 + \omega_1^2 L_3^2} \cdot w_3 = w_e.$$

Sofern der Empfänger auf die Senderschwingungen nicht abgestimmt ist, läßt sich mathematisch nachweisen, daß im Gegensatz zum Primärempfang, wo die größte Empfangsenergie nur bei Resonanz auftrat, hier beim Sekundärempfang die verschiedenartigsten Abstimmungen und Kopplungen die größte Detektorenergie erzielen lassen.

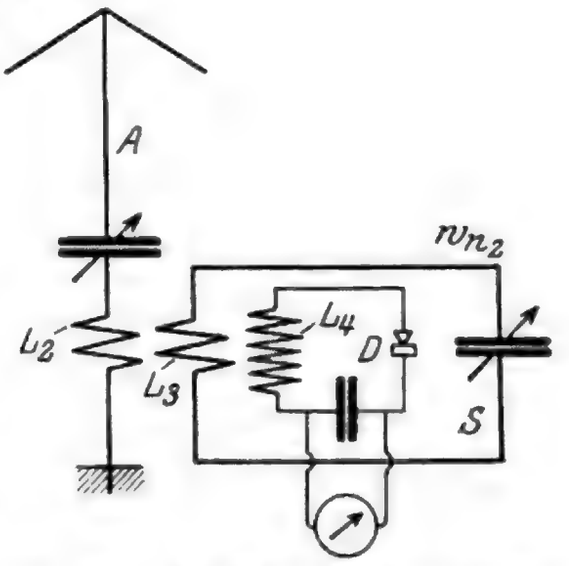


Abb. 517. Sekundärempfang mit besonderem aperiodischem Detektorkreis.

Sekundärempfang mit besonderem aperiodischem Detektorkreis. Diese praktisch am meisten angewandte Schaltung vergegenwärtigt u. a. Abb. 517. Der Detektorkopplung ist hierbei weitester Spielraum gelassen. Man erhält hierbei

$$A_{\text{unged.}} \geqq J_3^2 w_{n2} =$$

$$\frac{E_2^2}{\sqrt{\left(w_e + \underbrace{\frac{\omega_1^2 M'^2}{\omega_1^2 L_4^2 + w_{n2}^2}}_{\frac{\omega_1^2 M'^2}{w_{n2}}}\right)^2 + \left[\left(\omega_1 L_2 - \frac{1}{\omega_1 C_2}\right) - \underbrace{\frac{\omega_1^2 M'^2}{\omega_1^2 L_4^2 + w_{n2}^2}}_{\frac{\omega_1^2 M'^2}{w_{n2}^2}} \cdot \left(\omega_1 L_3 - \frac{1}{\omega_1 C_3}\right)\right]^2}}$$

$$A_{\text{unged.}} \geqq \frac{E_2^2}{\sqrt{\left(w_e + \frac{\omega_1^2 M'^2}{w_{n2}}\right)^2 + \left[\left(\omega_1 L_2 - \frac{1}{\omega_1 C_2}\right) - \frac{\omega_1^2 M'^2}{w_{n2}^2} \cdot \left(\omega_1 L_3 - \frac{1}{\omega_1 C_3}\right)\right]^2}}$$

Hierin ist:

M' = Koeffizient der gegenseitigen Induktion zwischen Antennenkreis und Sekundärkreis.

L_4 = Selbstinduktion des aperiodischen Detektorkreises.

Digitized by Google

Ist der Empfänger in sich abgestimmt, so erhält man

$$\frac{M^2}{M'^2} = \frac{w_e}{w_{n2}},$$

d. h. die einmal eingestellte günstigste Kopplung bleibt bei Wellenlängenvariation konstant.

Das wesentlichste Resultat dieser Betrachtungen ist, daß durch Verwendung eines Sekundärkreises — oder Tertiärkreises — eine Energiesteigerung nicht hervorgerufen werden kann.

Beim gekoppelten Empfänger kommt im übrigen zu der Detektorkopplung noch die Kopplung zwischen Luftleiter und geschlossenem Schwingungssystem als wesentlich hinzu.

Bezüglich letzterer kann als Regel angesehen werden (M. Wien, L. Mandelstam und H. Brandes (1902)), daß, soweit auf große Abstimmschärfe Wert gelegt wird, sie sehr lose zu wählen ist, ohne daß hierdurch die dem Detektor zugeführte Energie und somit die maximale Reichweite wesentlich beeinträchtigt würden.

Gedämpfte Schwingungen. Primärempfang. Geht man wieder von der in Abb. 514 dargestellten Schaltung aus, so ergibt sich nach Bjerknes für die Detektornutzenergie:

$$A_{\text{gedämpft}} = J_2^2 w_{n2} = z \cdot \frac{E_2^2}{16 \pi^2 \nu_1^3 L_2^2} \cdot \frac{\delta_{a1} + \delta_2}{\delta_{a1} \cdot \delta_2} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{\nu_2}{\nu_1}\right)^2 + \left(\frac{\delta_{a1} + \delta_2}{2\pi}\right)^2} \cdot w_{n2}.$$

hierin ist:

z = die Entladungszahl des Senders,
δ_{a1} = Logarithmisches Dekrement der Senderantenne,
δ_2 = Logarithmisches Dämpfungsdekrement des Empfängers,
ν_1 = Periodenzahl des Senders,
ν_2 = Periodenzahl des Empfängers.

Der Höchstwert der Detektorenergie wird erhalten:

1. Bei Abstimmung des Empfängers auf den Sender (siehe auch unten) also für $\nu_2 = \nu_1$, wobei man erhält

$$A_{\text{ged.}} = J_2^2 \cdot w_{n2} = z \cdot \frac{E_2^2}{4 \nu_1^3 \cdot L_2^2 \cdot \delta_{a1} \delta_2 (\delta_{a1} + \delta_2)} \cdot w_{n2}.$$

2. Wenn $w_{n2} = w_e^2 + w_e w_{a1} \cdot \frac{L_2}{L_1} = w_e^2 \left(1 + \frac{\delta_{a1}}{\delta_{a2}}\right)$ ist, d. h. bei gedämpften Senderschwingungen muß der durch den Detektor hervorgerufene Widerstand um so größer gemacht werden, je größer die Senderantennendämpfung gegenüber der Empfangsantennendämpfung ist.

Sekundärempfang. Die für gedämpfte Schwingungen sich ergebenden mathematischen Ausdrücke sind so kompliziert, daß auf deren Wiedergabe hier verzichtet werden muß.

Das Hauptresultat ist im übrigen dasselbe wie bei ungedämpften Schwingungen. Eine Steigerung der Detektorenenergie kann durch Benutzung von Sekundär- und Tertiärkreisen nicht herbeigeführt werden.

Im übrigen ist aber noch folgendes erwähnenswert:

Bessere Energieausnutzung bei Verstimmung. Es sind für den gekoppelten Empfänger unter Verwendung eines einwelligen Senders von H. Riegger (1914) folgende allgemeine Gesichtspunkte fixiert worden, wobei die Einstellung so gewählt wurde, daß stets die günstigste Energiezufuhr zum Detektor gegeben war.

Digitized by Google

„Ein in sich verstimmter gekoppelter Empfänger kann eine erheblich bessere Energieausnutzung geben als ein in sich abgestimmter Empfänger. Die Verstimmung ist allerdings nicht willkürlich, sondern es gilt vielmehr:

Sind Primärkreis (Antenne) und Sekundärkreis aufeinander abgestimmt, so erhält man das Energieoptimum für den Detektor, wenn die Dekremente beider Systeme gleich groß sind. Ist hingegen die Eigenwelle der Antenne kleiner, so muß die Eigenwelle des Sekundärkreises größer sein; man erhält das Optimum alsdann für die höhere Welle, wenn das Dekrement der Antenne kleiner ist als das des Sekundärkreises, für die tieferen Wellen, wenn das Dekrement der Antenne größer ist als das des Sekundärkreises.

Ist ferner die Eigenwelle der Antenne größer, so muß die Eigenwelle des Sekundärkreises kleiner sein, man erhält das Optimum alsdann für die höhere Welle, wenn das Dekrement der Antenne größer ist als das des Sekundärkreises und für die tiefere Welle, wenn das Dekrement der Antenne kleiner ist als das des Sekundärkreises.

Die notwendigen Verstimmungen sind um so größer, je mehr sich die Dekremente unterscheiden."

δ) Die dem Detektor zuzuführende Energie bei gedämpften und ungedämpften Schwingungen unter Reduktion auf Senderstromstärke, wirksame Sende- und Empfangsantennenhöhe.

Bei sämtlichen bisher entwickelten Ausdrücken war außer den besonderen Empfängerverhältnissen wohl die Schwingungsart des Senders, nicht aber waren die besonderen Senderverhältnisse, zu denen insbesondere auch die wirksame Senderantennenhöhe gehört, berücksichtigt. Um ein abgeschlossenes Bild dessen zu erhalten, was man im Empfänger tatsächlich zu erwarten hat, ist die Reduktion auf Senderstromstärke und wirksame Senderantennenhöhe notwendig (H. Barkhausen, L. W. Austin, H. Rein); man gelangt alsdann auf wesentlich andere Ausdrücke, die wir infolge ihres besseren Übereinstimmens mit den Werten der Praxis schon oben (S. 458) bei der Fortpflanzung der Wellen zugrunde gelegt hatten.

Die Ableitung ist eine ganz ähnliche, wie soeben wiedergegeben. Es sei wieder der Empfänger auf den Sender abgestimmt:

$$E_2 = 120\,\pi\,\frac{J_1\,h_1}{\lambda \cdot m}$$

$$J_1 \cdot h_1 = \int i_1\,dh \quad \text{für den Senderstrom}$$

und

$$J_2 \cdot h_2 = \int i_2\,dh \quad \text{für den Empfangsstrom.}$$

Die Energie im Empfänger ist somit

$$A = \mathfrak{E} \cdot J_2\,h_2.$$

Nach obigem ist

$$E_2 = \mathfrak{E} \cdot h_2$$

also nach dem Ohmschen Gesetz:

$$J_2 = \frac{E_2}{w_2} = \frac{\mathfrak{E} \cdot h_2}{w_2}$$

also ist auch der obige Wert von $\mathfrak{E}$ eingesetzt:

$$J_2 = \frac{120\,\pi}{w_2} \cdot \frac{h_1 \cdot h_2}{\lambda\,m} \cdot J_1.$$

Digitized by Google

Hierbei ist das Zerstreuungsglied, welches nach den Austinschen Resultaten lautet

$$e^{-\frac{0{,}0015\,\mathrm{m}}{\sqrt{\lambda}}}$$

und nach der Theorie ist

$$e^{-\frac{0{,}0019\,\mathrm{m}}{\sqrt[3]{\lambda}}}$$

nicht berücksichtigt.

Nach zahlreichen Messungen von Austin ist es, um auf genaue Werte der Empfangsstromstärke und somit der Empfangsenergie zu kommen, erforderlich, das empirisch gefundene Zerstreuungsglied (siehe oben) in den Ausdruck für J_2 einzufügen, so daß dieser lautet:

$$J_{2\,\mathrm{unged.}} = \frac{120\,\pi}{w_2} \cdot \frac{J_1 \cdot h_1 h_2}{\lambda\, m} \cdot e^{-\frac{0{,}0015\,\mathrm{m}}{\sqrt{\lambda}}}$$

für ungedämpfte Schwingungen und

$$J_{2\,\mathrm{ged.}} = \frac{120\,\pi}{w_2} \cdot \frac{J_1 \cdot h_1 h_2}{\lambda \cdot m \cdot \sqrt{1 + \frac{\mathfrak{d}_1}{\mathfrak{d}_2}}} \cdot e^{-\frac{0{,}0015\,\mathrm{m}}{\sqrt{\lambda}}}$$

für gedämpfte Schwingungen.

Unter Nichtberücksichtigung des Zerstreuungsgliedes folgt für die Detektorenenergie bei ungedämpften Schwingungen:

$$A_{\mathrm{unged.}} = J_2^2\, w_{n2} = \left(\frac{120\,\pi}{w_2}\right)^2 \cdot \left(\frac{h_1 h_2}{\lambda\, m}\right)^2 \cdot J_1^2\, w_{n2},$$

oder auch, da $w_{n2} = \frac{w_2}{2}$ ist

$$A_{\mathrm{unged.}} = \frac{(60\,\pi)^2}{w_{n2}} \cdot \left(\frac{h_1 h_2}{\lambda\, m}\right)^2 \cdot J_1^2$$

und für gedämpfte Schwingungen:

$$A_{\mathrm{gedämpft}} = J_2^2\, w_{n2} = \left(\frac{120\,\pi}{w_2}\right)^2 \cdot \left(\frac{h_1 h_2}{\lambda\, m}\right)^2 \cdot \frac{J_1^2\, w_{n2}}{\left(1 + \frac{\mathfrak{d}_1}{\mathfrak{d}_2}\right)}$$

oder auch

$$A_{\mathrm{unged.}} = \frac{(60\,\pi)^2}{w_{n2}} \cdot \left(\frac{h_1 h_2}{\lambda\, m}\right)^2 \cdot \frac{J_1^2}{\left(1 + \frac{\mathfrak{d}_1}{\mathfrak{d}_2}\right)}$$

hierin ist

$$J_1^2\, w_{n2} = \frac{z \cdot J_{\mathrm{max}1} \cdot w_{n2}}{4\,\mathfrak{d}_{a1}\, \nu_1 \left(1 + \frac{\mathfrak{d}_{a1}}{\mathfrak{d}_{n2}}\right)}$$

wobei ist

z = Entladungszahl des Senders,
$J_{\mathrm{max}1}$ = maximale Einsatzamplitude des gedämpften Senderstromes.
ν_2 = Periodenzahl des Senders.

Die dem Detektor zuzuführende Energie wird also von der Antennenhöhe beeinflußt; von der Dämpfung hängt sie hiernach hingegen nur bei Verwendung gedämpfter Schwingungen ab.

Es ist aber zu berücksichtigen, daß weder bei den Ausdrücken für A der Gruppe I, noch bei denen von II sämtliche Einflüsse inbetracht gezogen sind.

Digitized by Google

Für die Erlangung exakterer Resultate wäre dies erforderlich; man muß aber bedenken, daß weit größere Fehlerquellen, wie Energieabsorption in der Atmosphäre usw., weder konstant noch bis jetzt rechnerisch zu fassen sind.

ε) Detektorenergie (Reichweite) in Abhängigkeit von der Kopplung und Antennenstrahlung.

Reichweite bei loser Kopplung. Bei loser Kopplung ist die Reichweite des gekoppelten Empfängers für ungedämpfte und schwach gedämpfte Wellen gleich, für stark gedämpfte Wellen größer als diejenige des einfachen Empfängers.

Abhängigkeit der Detektorenergie von der Antennenstrahlung. Sofern die Strahlung des Senders geändert wird, gilt:

Mit zunehmendem Strahlungsdekrement des Senders wächst die Energie des Empfängers anfangs sehr rasch, erreicht aber schon bei dem kleinen Wert $\mathfrak{d} = 0{,}03$ ihren größten Wert. Sie fällt dann bei noch größeren Strahlungsdekrementen und zwar beim einfachen Empfänger rascher als beim gekoppelten.

Sofern die Strahlung des Empfängers geändert wird, gilt folgendes: Die Energie steigt, so lange das Strahlungsdekrement der Antenne zunimmt. Der Anstieg ist für kleine Dekremente allerdings rascher als für große und namentlich gilt für sehr kleine Verluste, solange das Senderdekrement keine großen Werte besitzt, folgendes: Die Energie erreicht bereits bei kleinen Strahlungsdekrementen der Empfangsantenne etwa bei $\mathfrak{d} = 0{,}03$ eine Größe, über die sie bei noch weiterer Steigerung von $\mathfrak{d}$ nicht mehr allzu weit hinaus kommt.

Ändert man beide Strahlungsdekremente, so gilt:

Die Energie steigt in allen Fällen mit wachsender Strahlung ununterbrochen an. Bei großen Verlusten ist die Zunahme auch bei hohen Strahlungsdekrementen noch rasch, für sehr kleine Verluste ist die Energie aber schon bei kleinen Strahlungsdekrementen auf einem so großen Wert angekommen, daß der Gewinn bei noch weiterer Steigerung nicht mehr so wesentlich ist.

Vorteile der festen Kopplung. Bei der festen Kopplung ist folgender Vorteil vorhanden:

Um das Maximum der Reichweite einzustellen, mußte bisher eine bestimmte Kopplung ziemlich genau gewählt werden. Bei Änderung der Dämpfungsdekremente müßte dieselbe also immer wieder genau aufgesucht werden. Beim fest gekoppelten Empfänger indessen kommt es auf eine genaue Einstellung der Kopplung nicht an. Man kann sich vielmehr als einfache Regel einprägen, daß man immer so fest koppeln kann, als es nur möglich ist. Das Optimum der Energieübertragung auf den Detektor liegt bei einer ganz bestimmten Verstimmung, welche im Falle fester Kopplung bis zu einem Verhältnis der Eigenwellen bis auf 5 zu 1 ansteigen kann. Je nach der Größe der Dekremente kann entweder der Antennen- oder der Sekundärkreis die höhere Eigenwelle besitzen und entweder die obere oder untere Kopplungswelle für den Empfang angewendet werden.

Betrachtet waren im vorstehenden lose und feste Kopplungen. Mittlere Kopplungen scheiden nach Riegger als ungeeignet für den normalen Betrieb aus.

ζ) Verhältnis der dem Detektor zugeführten Energie bei ungedämpften und gedämpften Schwingungen.

Die abgeleiteten Ausdrücke für die Empfangsenergie bei ungedämpften und gedämpften Schwingungen geben aber eine gute Möglichkeit, die Verhältnisse hinsichtlich der zulässigen Dämpfung des Empfängers zu überblicken.

Digitized by Google

Bildet man nämlich (H. Rein) das Verhältnis

$$\frac{A_{\text{ungedämpft}}}{A_{\text{gedämpft}}} = \frac{J_2^2 \cdot w_{n2\ \text{ungedämpft}}}{J_2^2 \cdot w_{n2\ \text{gedämpft}}}$$

$$= \frac{w_{2\ \text{gedämpft}}}{w_{2\ \text{ungedämpft}}} \cdot \frac{w_{n2\ \text{ungedämpft}}}{w_{n2\ \text{gedämpft}}} \cdot \frac{\mathfrak{d}_{2\ \text{gedämpft}} + \mathfrak{d}_{a1}}{\mathfrak{d}_{2\ \text{gedämpft}}}$$

da nun ist

$$\frac{\mathfrak{d}_{2\ \text{gedämpft}} + \mathfrak{d}_{a1}}{\mathfrak{d}_{2\ \text{gedämpft}}} = \sqrt{1 + \frac{\mathfrak{d}_{a1}}{\mathfrak{d}_{a_2}}}$$

so ist

$$\frac{A_{\text{ungedämpft}}}{A_{\text{gedämpft}}} = \frac{1}{4}\left(1 + \sqrt{1 + \frac{\mathfrak{d}_{a1}}{\mathfrak{d}_{a2}}}\right)^2.$$

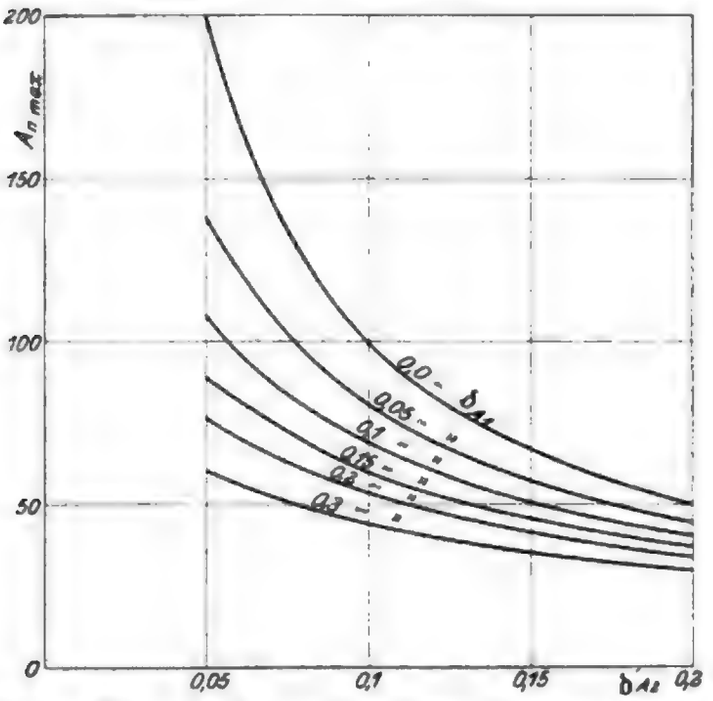


Abb. 518. Verschiedene Werte der Senderdämpfungsdekremente $\mathfrak{d}_{a_1}$ die Größe der Empfangsenergie bei ungedämpften Schwingungen.

Hierbei war vorausgesetzt, daß sowohl bei ungedämpften, als auch bei gedämpften Schwingungen dieselben Sender- und Empfangsantennen und dieselben Wellenlängen benutzt werden.

Man erkennt aus diesem Ausdruck für das Energieverhältnis bei ungedämpften und gedämpften Schwingungen die Überlegenheit hinsichtlich der Detektorenergie der ersteren und weiterhin:

Wählt man für die Empfangsenergie bei ungedämpften Schwingungen gewisse Werte von 100% an abwärts und berechnet man hierbei für verschiedene Größen von $\mathfrak{d}_{a_2}$ bei verschiedenen Werten der Senderdämpfungsdekremente $\mathfrak{d}_{a_1}$ die Größe der Empfangsenergie bei ungedämpften Schwingungen, so erhält man die in Abb. 518 wiedergegebenen Kurven. Bei einer Dämpfung des Senders gleich 0,15 kann bei diesen gedämpften Schwingungen der Detektor im besten Fall nur 60% der Energie aufnehmen, die ihm bei Benutzung ungedämpfter Schwingungen zugeführt werden könnte. Die Abbildung zeigt ferner auch, um wieviel besser hinsichtlich der Energieausnutzung auf der Empfangsseite schwachstrahlende (weniger gedämpfte) Antennen sind.

Digitized by Google

Noch instruktiver hinsichtlich der anzustrebenden Empfängerdämpfung ist Abb. 519. In dieser sind als Ordinaten die Empfangsenergien in willkürlichem Maßstabe, als Abszissen die Empfängerdämpfungen aufgetragen unter Berücksichtigung konstanter Senderenergien und gleichbleibender Wellenlänge, sowie dem Umstande, daß die Kopplung des Detektors stets so gewählt ist, daß dem Detektor die maximale Empfangsenergie zugeführt wird.

Aus dieser Abbildung geht nicht nur die Überlegenheit der ungedämpften Schwingungen hinsichtlich der Empfangsenergie klar hervor, sondern sie zeigt

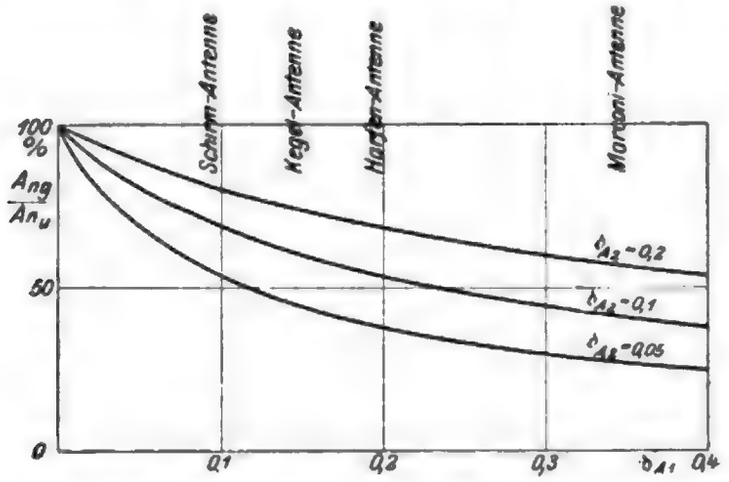


Abb. 519. Empfangsenergien in Abhängigkeit von den Empfängerdämpfungen aufgetragen unter Berücksichtigung konstanter Senderenergien und gleichbleibender Wellenlänge.

auch, in welchen Fällen es Zweck hat, die Empfängerdämpfung möglichst gering zu halten neben anderen Fällen, in denen eine mit besonderen Mitteln und Kosten herbeigeführte Reduktion der Empfängerdämpfung nahezu zwecklos ist. Das letztere ist der Fall für ungedämpfte und sehr schwach gedämpfte Schwingungen (linker Bereich der Abbildung). Je größer die Dämpfung ist (rechts in der Abbildung), um so weniger hat es Zweck, die Dämpfung des Empfangssystems besonders gering zu halten.

Es ist im übrigen noch zu erwähnen, daß die rechnerisch gefundenen Resultate mit praktisch ausgeführten Fernversuchen in guter Übereinstimmung sind.

η) Antennenenergie und -Strom bei großer Abstimmschärfe ($w_{n2} \ll w_a$).

Übrigens kommt es nicht immer nur darauf an, dem Detektor möglichst viel Energie zuzuführen (große Reichweite oder sehr geringe Senderenergie), da dies ja der Abstimmschärfe direkt zuwiderläuft (siehe auch die Ausführungen unten unter d, α).

Nimmt man daher an, daß nicht auf ein möglichst großes A Wert gelegt wird, sondern daß im Gegensatz w_{n2} sehr viel kleiner als w_a ist, so erhält man allerdings unter Vernachlässigung der Senderseite, was häufig nicht zulässig sein wird, folgende Ausdrücke:

Für ungedämpfte Schwingungen:

$$J_2^2 \cdot w_{n2} = \frac{w_{n2}}{2\,(16\pi^2 \cdot 10^{10})^2} \cdot \frac{\lambda^4}{h_2^2} \cdot E_2^{2\,\mathrm{CGS.}}$$

Für gedämpfte Schwingungen:

$$J_2^2 \cdot w_{n2} = \frac{w_{n2}}{(16\pi^2 \cdot 10^{10})^2} \cdot \frac{\zeta}{4 \cdot 3 \cdot 10^{10}} \cdot \frac{1}{b_1\left(1 + \frac{b_1}{b^2}\right)} \cdot \frac{\lambda^5}{h_2^2} \cdot E_2^{2\,\mathrm{CGS.}}$$

Digitized by Google

Für die Stromstärke J_2 im Empfänger gilt im übrigen bei Nichtberücksichtigung des Zerstreuungsgliedes:

$$J_2 = \frac{E_2}{w_2}$$

und unter Wiederholung der obigen (S. 458) gegebenen Ausdrücke

$$J_{2\,\text{ungedämpft}} = \frac{120\,\pi \cdot J_1 h_1 h_2}{w_2 \cdot \lambda \cdot m}$$

$$J_{2\,\text{gedämpft}} = \frac{120\,\pi \cdot J_1 h_1 h_2}{w_2 \lambda m \sqrt{1 + \frac{\delta_1}{\delta_2}}}.$$

ϑ) Empfangsenergie beim Detektorempfang und Schwebungsempfang.

Durch den Ventilwirkung besitzenden Detektor geht beim Empfang von tönenden Funkensendern die Hälfte der ankommenden Empfangsamplituden, also die Hälfte der Empfangsenergie verloren.

Diese Hälfte kann man, wie ohne weiteres ersichtlich ist, beim Schwebungsempfang unter Vermeidung eines Ventildetektors direkt gewinnen, so daß man auf doppelte Empfangsenergie kommen kann. Hierzu kommt aber weiterhin, daß man beim Schwebungsempfang, um das Optimum des Empfangs zu erreichen, eine Amplitudensteigerung auf den doppelten Wert der ursprünglichen Größe herbeiführen wird, da nur alsdann das Schwebungsminimum durch Null hindurchgeht, also den besten Empfang (reinen Ton, geringste Energie für Erzeugung der Schwebungen und beste Energieausnutzung) gewährleistet.

Die Empfangsenergie wird also gegenüber derjenigen beim Detektorempfang auf den vierfachen Betrag gesteigert.

Allerdings wird es möglich sein, dadurch, daß man für den Empfang Röhren benutzt, durch diese schon ohne weiteres eine gewisse Verstärkung zu erzielen, mithin also noch eine weitere Steigerung der Empfangsenergie zu bewirken. Allzu wesentlich wird diese freilich an sich nicht sein, da man die eigentliche Verstärkung durch besondere Verstärkerröhren und Schaltungen herbeiführen muß.

d) Abstimmschärfe (Störbefreiung).

α) Bestimmung der Abstimmschärfe. Verhältnis der Abstimmschärfe zur Verstimmung.

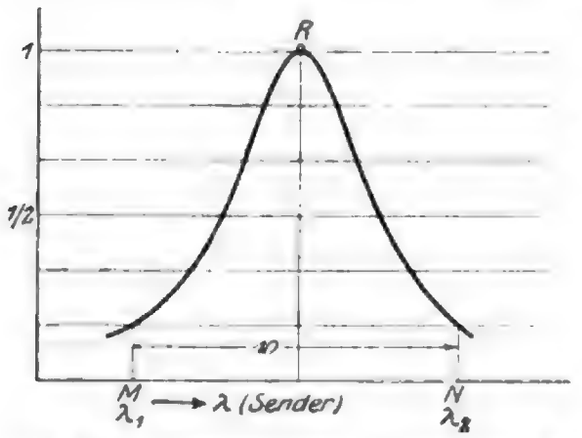


Abb. 520. Resonanzkurve. Verhältnis der Abstimmschärfe zur Verstimmung.

1. Die Abstimmschärfe wird durch Aufnahme der Resonanzkurve des Empfängers bestimmt. In die Antenne, bzw. in den Resonanzkreis ist z. B. ein Duddellsches Thermogalvanometer geschaltet, welches direkt das Quadrat der Stromstärke anzeigt. Trägt man diese als Funktion der Frequenz (Wellenlänge) des Senders auf, so erhält man die Resonanzkurve für den Empfänger, etwa entsprechend Abb. 520.

Im Punkte R herrscht Abstimmung zwischen dem Empfänger auf den

Digitized by Google

Sender; hierbei ist die Energie im Empfänger, also auch im Detektor und somit die Wirkung im Empfänger schlechthin ein Maximum.

Es kommt nun auf die Art des „Indikationsinstrumentes", welches mit dem Detektor verbunden ist, an, in welchem Bereiche der Resonanzkurve dasselbe noch anspricht, d. h. welchen Betrag der vom Detektor ausgelösten, bzw. umgeformten Energie es verbraucht.

Nimmt man z. B. an, daß das Indikationsinstrument bis auf $^1/_6$ der Energie, die im Resonanzmaximum R vorhanden ist, anspreche, d. h. also zwischen den Punkten M und N, und entspreche z. B. $M = 390\ m\ \lambda$. $N = 410\ m\ \lambda$, so beträgt die „erforderliche Verstimmung" gleich 5%, damit das Indikationsinstrument nicht mehr anspricht.

Es gilt demgemäß (J. Zenneck) der Satz:

„Die Abstimmschärfe ist um so größer, je kleiner die erforderliche Verstimmung ist."

Bezeichnet man die Abstimmschärfe mit $\mathfrak{a}$, die erforderliche Verstimmung mit $\mathfrak{v}$, so gilt

$$\mathfrak{a} = \frac{1}{\mathfrak{v}}.$$

Man kann zweckmäßig die Abstimmschärfe, bzw. die Verstimmung in $\%$ ausdrücken und erhält dann:

$$\mathfrak{v} = \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_2}$$

$$\mathfrak{v}\,\% = \left(\frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_2}\right) \cdot 100\,\%.$$

β) Abhängigkeit der Abstimmschärfe vom Charakter der Resonanzkurve.

Die Abstimmschärfe ist bedingt durch:

a) Den Charakter der Resonanzkurve. Ist die Resonanzkurve flach — sind also entweder die Dämpfungsdekremente vom Sender und Empfänger oder einem von diesen groß, oder aber ist die Kopplung im Empfänger sehr fest — so ist der Bereich, in welchem der Detektor seine volle Energie besitzt, bzw. in welchem das Indikationsinstrument noch anspricht, entsprechend größer als bei spitzer Resonanzkurve.

b) die Größe der Senderenergie, welche im Empfänger auftritt. Ist die Senderenergie zu erheblich, so kann jede Resonanzeinstellung hierdurch unwirksam gemacht werden, da der Detektor in weitestem Bereiche anspricht.

Unter alleiniger Betrachtung eines auf Energie ansprechenden Detektors, welcher wie bei allen bisherigen Betrachtungen als in den Empfänger eingeschaltet betrachtet sein möge, gilt alsdann folgendes:

1. *Für den einfachen Empfänger ohne Sekundärkreis bei kleiner Antennendämpfung.*

a) Bei ungedämpften Senderschwingungen. Man erhält für das Verhältnis der Nutzenergie allgemein und bei Resonanz den Ausdruck:

$$\frac{A_{\text{ungedämpft}}}{A_{\text{reson. unged.}}} = \frac{J_2^2}{J_2^2{}_{\text{reson}}} = \frac{1}{\mathfrak{v}^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{4\pi^2}{\mathfrak{d}_2^2}}$$

hierin ist

$\mathfrak{d}_2$ = gesamtes Antennendämpfungsdekrement.

Digitized by Google

Ist also die Stromstärke bei Resonanz im Empfänger bekannt, so kann man die noch erlaubte Verstimmung v aus obigem Ausdruck berechnen.

Aus der Gleichung ist ferner die außerordentliche Wichtigkeit der Niedrighaltung der Empfängerdämpfung b_2 zu ersehen, da umgekehrt proportional der Empfängerdämpfung die Abstimmschärfe ist. Dieses ist also der zweite Vorteil der Niedrighaltung der Empfängerdämpfung. Der erste war bekanntlich (siehe oben S. 471 ff.) die entsprechend größere Energieaufnahme bei kleiner Empfängerdämpfung.

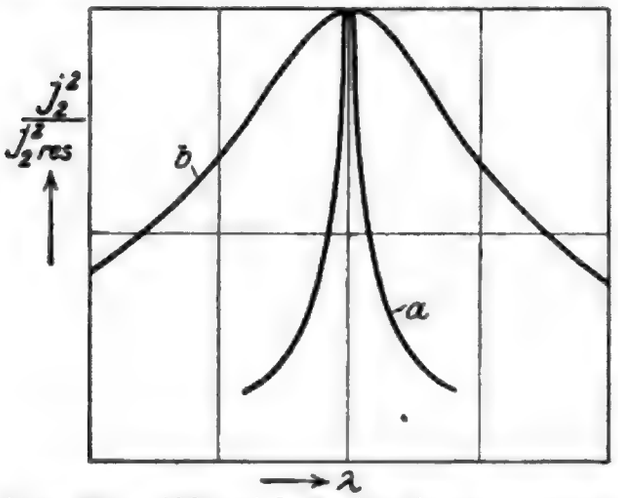


Abb. 521. Abhängigkeit der Abstimmschärfe von der Detektorkopplung.

Je geringer gedämpft die Senderschwingungen sind, und je geringer die Dämpfung des Empfangssystems ist, um so größer ist die Abstimmschärfe, da sie der Summe der Dämpfungsdekremente entspricht. Man kann die Abstimmschärfe verbessern, z. B. durch Losermachen der Detektorkopplung, stets aber bleibt dieselbe (H. Riegger) hinter derjenigen des gekoppelten Empfängers zurück; oder die Resonanzschärfe, bzw. Abstimmschärfe des gekoppelten Empfängers ist bei maximaler Reichweite $1^1/_2$ bis 2mal größer als beim einfachen Empfänger.

Welchen sehr erheblichen Einfluß auf die Resonanzkurve und somit auf die Abstimmschärfe die Detektorkopplung (aperiodischer Detektorkreis) besitzt, zeigen die Resultate der der Praxis entlehnten Abb. 521, Kurve *a*, welche für die günstigste Detektorkopplung gilt, während bei einer festeren Detektorkopplung die Kurve *b* aufgenommen wurde. Obwohl bei letzterer die Empfangsenergie und somit die Lautstärke nicht mehr gewachsen sind, ist der Nachteil hervorgerufen, daß die Abstimmschärfe wesentlich schlechter als bei loserer Kopplung geworden ist.

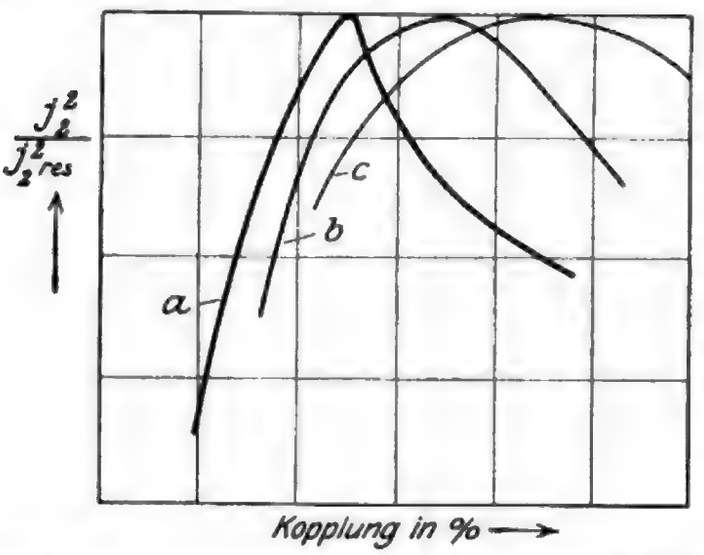


Abb. 522. Abhängigkeit der Detektorkopplung von der Empfängerdämpfung.

Im übrigen gilt, daß man die Detektorkopplung um so schärfer auf ihr Optimum einstellen kann, je geringer die Empfängerdämpfung ist. Abb. 522 (H. Rein) gibt hierüber Anhaltspunkte auch über die Art und den Charakter des Kurvenverlaufes. Kurve *a* gilt für sehr geringe Empfängerdämpfung. Bei der stärker gedämpften Kurve *b* ist Widerstand in die Antenne eingeschaltet, der bei Kurve *c* noch vergrößert ist.

2. *Für den Empfänger mit Sekundärkreis. Hierbei sind zwei Unterfälle zu unterscheiden.*

a) Bei ungedämpften Senderschwingungen Ist die Kopplung zwischen Luftleiter und geschlossenem Schwingungskreis sehr lose, so hat man nach sehr

Digitized by Google

kurzer Zeit bereits nur noch die erzwungenen ungedämpften Schwingungen von der Frequenz des Senders (J. Zenneck). Rechnung und Experiment zeigen alsdann, daß man durch Benutzung des Sekundärsystems eine ganz erheblich größere Abstimmschärfe erhält als bei einfachem Primärempfang; und zwar ist die Abstimmschärfe um so größer, je schwächer gedämpft das Sekundärsystem ist.

Man erhält für die Abstimmschärfe $\mathfrak{a}$ bei beliebiger Kopplung zwischen Primär- und Sekundärkreis den Ausdruck

$$\mathfrak{a} = \frac{1}{\mathfrak{v}} = \frac{\pi}{\mathfrak{d}_2} = \frac{\pi}{2\,\mathfrak{d}_e} = \frac{\pi}{2\,\mathfrak{d}_{nz}}$$

und wenn man wissen will, um wieviel die Abstimmschärfe gestiegen ist durch Benutzung des Sekundärempfanges, so ergibt sich dieses aus

$$\frac{\mathfrak{a}_{\text{sekundär}}}{\mathfrak{a}_{\text{primär}}} = \frac{\mathfrak{d}_e}{\mathfrak{d}_3} - 1$$

β) Bei gedämpften Senderschwingungen. Hier liegen die Verhältnisse wesentlich komplizierter, da hier drei gedämpft schwingende Systeme inbetracht kommen — die Senderdämpfung kommt als wesentlich neu hinzu — und wobei ferner auch die dem Detektor zugeführte Energie sehr erheblich ist. In allen Fällen werden durch die gedämpften Senderschwingungen in dem Empfangsluftleiter sowohl die erzwungenen Senderschwingungen als auch die Eigenschwingungen des Empfangssystems erzeugt; für sämtliche Schwingungen sind die Wellenlänge und das Dekrement des betreffenden Systems maßgebend. Die Eigenschwingungen des Empfangsluftleiters sind ferner für den Verlauf der Schwingungen im Sekundärsystem von wesentlichem Einfluß.

Die Abstimmschärfe wird um so größer, je loser die Kopplung zwischen Luftleiter und Sekundärsystem gewählt wird (H. Riegger).

Schaltet man in die Antenne eines tönenden Funkensenders immer mehr Widerstand allmählich ein, so erhält man eine Kurvenschar, deren Charakter etwa Abb. 521 entspricht. Bei der stärker gedämpften Resonanzkurve *b* ist die Abstimmschärfe, welche sich im Empfänger erzielen läßt, naturgemäß weit geringer als bei den Schwingungen geringerer Dämpfung gemäß Resonanzkurve *a*.

Zu bemerken ist noch für den gekoppelten Empfänger allgemein, daß die Abstimmschärfe nur unter Verwendung einer Antenne mit sehr geringem Dämpfungsdekrement wesentlich gesteigert werden kann. Ist das Antennendämpfungsdekrement nicht sehr gering, so wird mit Bezug auf die Abstimmschärfe im allgemeinen der Primärempfang noch genügen. Besondere Rücksicht ist selbstverständlich darauf zu nehmen, daß man die Verluste im Sekundärsystem, bzw. in weiteren Systemen so klein als möglich macht und diese Systeme so ungedämpft als nur irgend möglich gestaltet, da sonst durch ihre Anwendung mehr Schaden als Nutzen entstehen kann. Die einzige wesentliche Dämpfung soll lediglich durch die Ankoppelung des Detektors, also durch den eigentlichen Nutzwiderstand herbeigeführt werden.

γ) Abhängigkeit der Abstimmschärfe von der Art und Einstellung des Indikationsinstrumentes. Je weniger Energie dieses verbraucht und je empfindlicher es eingestellt ist, um so größer ist der Bereich, in welchem es noch anspricht, und um so geringer ist somit die Abstimmschärfe. Aus diesem Grunde würden also an sich empfindlichere Indikationsinstrumente angebrachter sein, um eine recht große Abstimmschärfe zu erzielen. Betriebstechnische Gesichtspunkte sprechen jedoch dagegen.

Digitized by Google

e) Zulassung größerer Dämpfungsdekremente und geringerer Abstimmschärfe bei der Dimensionierung von Empfängern für die Praxis, um größere Empfangsenergien und nicht allzu scharfe Einstellung zu erzielen. Vermeidung des „Nachklingens" beim Schnellverkehr.

Alles in allem zusammenfassend kann man sagen, daß man bei den Stationen der Praxis nicht nur auf einen Punkt Rücksicht zu nehmen hat, sondern daß man vielmehr wohl stets genötigt ist, sich auf einer mittleren Linie zu bewegen unter besonderer Berücksichtigung der maximalen Empfangsenergie, da diese ja die Reichweite der Station bestimmt. Infolgedessen wird man meist größere Dekremente und festere Kopplungen zulassen, als dieses im Hinblick auf die Abstimmschärfe erwünscht wäre. Vielfach ist aber gerade der Wunsch vorhanden, mit Rücksicht auf das Bedienungspersonal und bei solchen Stationen, bei denen mit raschem Wellenwechsel gearbeitet wird, die Abstimmschärfe gerade nicht allzu weit zu treiben, da sonst die Einstellung zu schwierig oder nur mit zu großem Zeitverlust möglich ist.

Es kommt aber noch ein anderer zu berücksichtigender Gesichtspunkt hinzu.

Um die durch den Röhrensender erzeugten, nahezu vollkommen kontinuierlichen und ungedämpften Schwingungen im Empfänger richtig ausnutzen zu können, muß der Empfänger möglichst wenig gedämpft sein, was sich am besten durch Benutzung der Spulenantenne erreichen läßt. Indessen ist hierbei doch besondere Vorsicht geboten, da die Ansammlung der Energie im Empfangssystem während so langer Zeiträume erfolgen kann, daß insbesondere bei Schnellverkehr und bei Benutzung längerer Wellen die Zeiträume zwischen den einzelnen Morsezeichen ausgefüllt werden. Hierdurch kann alsdann die Erscheinung des „Nachklingens" (Graf Arco 1919) sich störend bemerkbar machen, welcher Erscheinung man durch eine Begrenzung der Energieausnutzung entgegenwirken muß.

f) Antennenvariationsmittel. Einschaltung von Kondensatoren und Selbstinduktionsspulen (Kreisschaltung).

Wesentlich für die Antennenvariationsmittel wie für den Empfänger generell ist die Berücksichtigung der guten Isolation aller Elemente gegen Erde und gegeneinander, sowie die Vermeidung aller kapazitiver Nebenschlüsse, da sonst sowohl Abstimmschärfe als auch Empfangsenergie beeinträchtigt werden können.

Es sei angenommen, daß der Empfänger (angenommen ist ein gewöhnlicher Primär-Sekundärempfänger für Hochantenne), was in den meisten Fällen verlangt sein wird, eine kontinuierlich veränderliche Wellenlängenskala besitzen soll. Es ergeben sich alsdann für die Einschaltung der Verkürzungs- und Verlängerungsmittel in die Antenne die in Abb. 523 wiedergegebenen prinzipiellen Schaltungen. In diesen ist nur die Wellenlängenveränderung in der Antenne dargestellt. Die Wellenvariation des Sekundär- oder Tertiärkreises, sofern solcher vorhanden ist, ergibt sich in einfachster Weise von selbst, indem die Wellenlängenveränderung in diesem geschlossenen Schwingungskreisen in bekannter Weise durch veränderliche Selbstinduktionsvariationsvorrichtungen, Drehplattenkondensatoren usw. bewirkt wird (siehe auch folgenden Abschnitt unter h).

Berücksichtigt man die auf S. 380 ff. wiedergegebenen allgemeinen Gesichtspunkte für die Einschaltung von Spulen und Kondensatoren in die Antenne, so ist mit Rücksicht auf die beim Empfänger vorliegenden besonderen Verhältnisse und im Hinblick auf die Strahlung, Kopplung usw. noch folgendes zu bemerken.

Während die Strahlung der geradlinigen Drahtantenne, also vor Einschaltung einer Selbstinduktionsspule, sowohl eine elektrische als auch magnetische war, wird der elektrische Feldvektor um so mehr für die Strahlung bevorzugt, je

Digitized by Google

größer die eingeschaltete Selbstinduktionsspule im Verhältnis zum Selbstinduktionswert der Antenne selbst ist.

Dementsprechend wird auch eine derartige Antenne, wenn sie mit dem Empfänger verbunden wird, im wesentlichen auf das elektrische Feld des fernen Senders ansprechen.

Grundsätzlich anders liegen die Verhältnisse bei Einschaltung eines Kondensators in die Antenne. Hierbei tritt für die Strahlung der magnetische Feldvektor besonders hervor, und es ist aus diesem Grunde vorteilhaft, die Kopplung des Detektors entsprechend, d. h. also induktiv zu gestalten.

In jedem Falle bedingt die Einschaltung eines Kondensators in die Empfangsantenne eine Schwächung der Empfangslautstärke, da durch den Kondensator die Kopplung zwischen Empfänger und Sender loser gemacht wird. Die Schwächung wird um so stärker, je größer der Kapazitätswert des Kondensators bemessen wird, da alsdann auch die Kopplung um so loser wird.

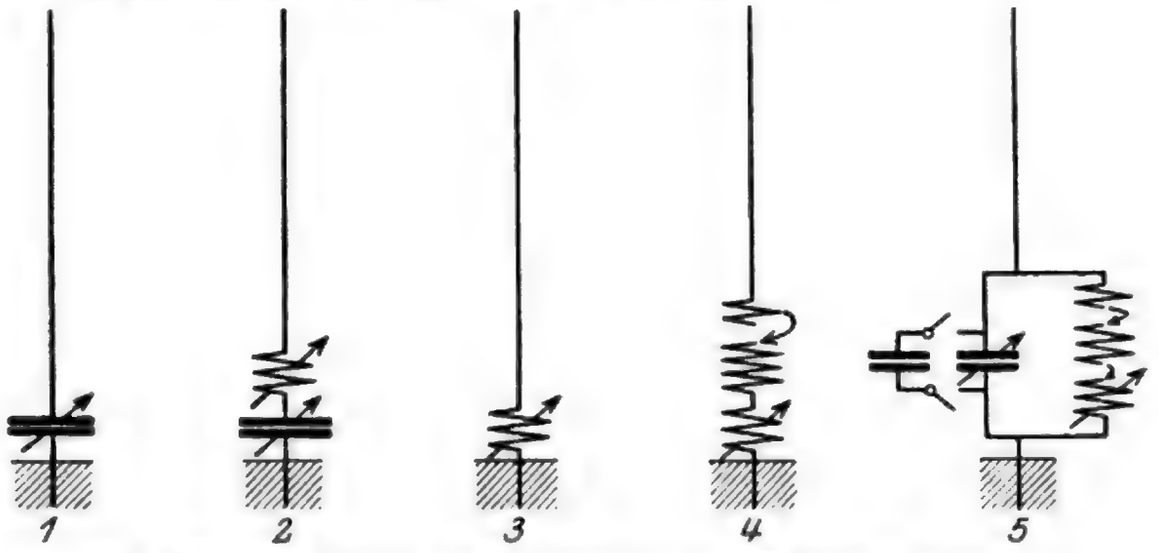


Abb. 523. Einschaltung von Kondensatoren und Selbstinduktionsspulen.

Hieraus folgt, daß bei derartigen Antennen mit Rücksicht auf die Empfangslautstärke die Abstimmungsvariation möglichst nur durch Selbstinduktionsveränderung auszuführen ist.

Grundsätzlich anders liegen die Verhältnisse, wenn man eine Schleifenantenne (Spulenantenne) verwendet. Bei dieser wird in besonders hohem Maße der magnetische Feldvektor ausgenutzt, und um eine möglichst günstige Lautstärke zu erzielen, muß die Kopplung zweckmäßig kapazitiv ausgeführt werden.

Die größte Lautstärke erzielt man selbstverständlich bei Verwendung der Grundschwingung. Da jedoch im allgemeinen verlangt wird, daß mit einer gegebenen Antenne auch sehr kleine, also auch solche unter der Grundschwingung der Antenne liegende Wellenlängen empfangen werden können, ist man genötigt, die Antenne in einem oder mehreren Wellenlängenbereichen mehr oder weniger zu verkürzen, um so mehr, als für die Ankopplung des Sekundärkreises oder Detektors in die Antenne Kopplungswindungen einzuschalten sind. Es geschieht die Verkürzung durch den bereits erwähnten Verkürzungskondensator, welcher am besten in den Stromknoten, also unten in die Nähe der Erdungsstelle geschaltet wird (Abb. 523, Bild 1).

Ist der Kondensator sehr klein, so wirkt er stark energieverzehrend. Man muß sich also hüten, denselben allzu klein zu machen, um nicht zuviel an Lautstärke zu verlieren. Im allgemeinen gilt aus diesem Grunde als unterste zulässige Grenze eine Verkürzung bis zu 0,7 der Antennengrundschwingung.

Digitized by Google

Der nächste Wellenbereich (Abb. 523, Bild 2) wird zweckmäßig kontinuierlich beherrscht durch Serienschaltung eines Selbstinduktionsvariometers mit dem erwähnten veränderlichen Kondensator. Bei noch größeren Wellen wird der Kondensator kurzgeschlossen oder ausgeschaltet, so daß als alleiniges Variationsmittel das Variometer verbleibt (Abb. 523, Bild 3).

Es ist jedoch zu beachten, daß die Variometer einen prinzipiellen elektrischen Nachteil besitzen. Um eine möglichst große Variation zu erzielen, muß der Abstand der Variometerspulen voneinander tunlichst gering sein. Die Wicklungen sind einander sehr nahe und infolgedessen ist die Eigenkapazität des Variometers eine große, wodurch insbesondere kleine Wellen durch die Apparatur leicht hindurch gehen und stören. Infolgedessen wird aber ferner noch das Luftleitergebilde mehrwellig, stärker gedämpft und weniger selektiv.

Daß für die Strahlwirkung und somit auch für die Empfangswirkung die Einschaltung einer im Verhältnis zur Eigenselbstinduktion der Antennen größeren Selbstinduktionsspule ungünstig ist, war schon oben auseinandergesetzt, da durch die Einschaltung der Selbstinduktionsspule die wirksame Antennenhöhe verringert und die Stromamplitude verkleinert wird.

Bei weiterer Wellenvariation kann man entweder außer dem Variometer oder bei größerem Variationsbereich mehrerer Variometer noch eine Anzahl von stufenweise variablen Spulen in die Antenne einschalten (Abb. 523, Bild 4), welche elektrisch meist günstiger arbeitend hergestellt werden können, da man einlagige Zylinderspulen, vorteilhaft in weitem Wellenbereiche aus fein unterteiltem Litzendrahte gewickelt, welche nur eine kleine Eigenkapazität besitzen, benutzen kann, oder aber man stellt eine geschlossene Kreisschaltung her, indem z. B. der vorerwähnte Kondensator zum Variometer, bzw. zu den anderen Spulen parallel geschaltet wird (Abb. 523, Bild 5), wobei zu berücksichtigen ist, daß der zur Spule parallel geschaltete Kondensator stets Energie verzehrt, insbesondere wenn sein Kapazitätswert groß ist, und daß mit Rücksicht darauf, die Einwelligkeit des Luftleiters tunlichst zu wahren, die benutzte, zum Kondensator parallel geschaltete Selbstinduktion gegenüber der Antennencigenselbstinduktion möglichst groß sein soll.

Durch Zwischenschaltung weiterer Spulen, welche nur stufenweise variabel zu sein brauchen, bzw. durch Parallelschaltung eines oder mehrerer weiterer Kondensatoren, kann alsdann die Wellenlänge noch weiterhin vergrößert und kontinuierlich variabel gestaltet werden.

Selbstverständlich sind noch andere Schaltungen möglich, um einen rasch veränderlichen großen kontinuierlichen Wellenbereich mit dem Empfänger zu beherrschen; die dargestellten dürften jedoch die einfachsten und in den meisten Fällen auch zweckmäßigsten sein.

g) Variation des geschlossenen Schwingungskreises.

Ebenso wie die Eigenschwingung der Antenne durch eingeschaltete Selbstinduktionsspulen, Kondensatoren oder Kombinationen von beiden verändert werden kann, so ist im allgemeinen die Forderung gestellt, daß der in die Antenne eingeschaltete oder mit ihr gekoppelte geschlossene Schwingungskreis, sofern er, was meist der Fall, vorhanden ist, in seiner Wellenlänge variabel gestaltet wird.

Im Bereiche einer möglichst großen Wellenvariation ist erstens die Forderung vorhanden, daß der geschlossene Schwingungskreis möglichst verlustlos arbeitet, daß also die in ihm vorhandenen, bzw. auftretenden Ohmschen- und Wechselstromwiderstandsverluste ein Minimum sind.

Digitized by Google

Ferner aber besteht selbstverständlich die Forderung, daß der geschlossene Schwingungskreis einwellig arbeitet, und daß die verwendeten Selbstinduktionsspulen nicht bei bestimmten Wellenlängen in Eigenschwingung geraten.

Um die Einwelligkeit zu erzielen, sind gegenseitige Induktionen, kapazitive Schlüsse usw. im Empfänger nach Möglichkeit zu vermeiden (siehe auch II. S. 286 ff.).

Da meistens ein großer Wellenbereich verlangt wird und hierzu mehrere, in ihrer Größe voneinander verschiedene Selbstinduktionsspulen vorgesehen werden müssen, sind, um zu verhindern, daß bei bestimmten Wellenlängen diese Spulen in Eigenschwingung geraten und alsdann Energie verzehren, Zweiwelligkeit hervorrufen usw., komplizierte Schalter erforderlich. Besonders kommt dies in betracht, wenn bei gedrängtem Zusammenbau des Empfängers die verschiedenen, wahlweise einzuschaltenden Selbstinduktionsspulen räumlich nahe beieinander angeordnet werden müssen.

Trotz Spulenunterteilung usw. ist dieser Übelstand des in Eigenschwingunggeratens von Selbstinduktionsspulen nicht unter allen Umständen vermieden.

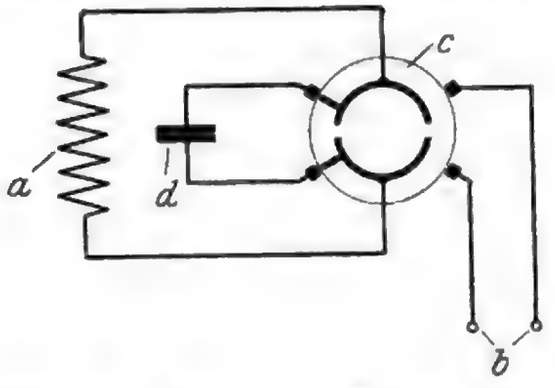


Abb. 524. Selbstinduktion über einen elektrisch sehr großen Kondensator geschlossen.

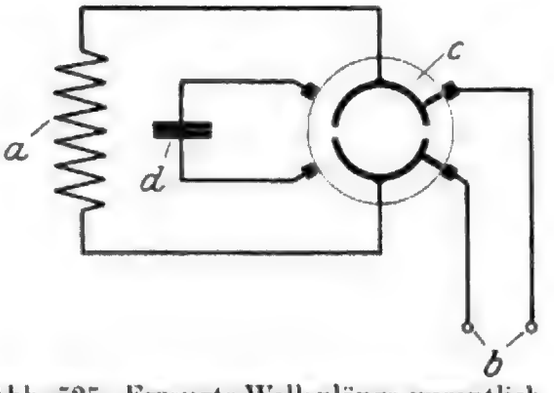


Abb. 525. Erzeugte Wellenlänge wesentlich verschieden von jeder im Empfänger überhaupt benutzten Wellenlänge.

Es kann daher zweckmäßig nach dem Vorschlage von E. Nesper (1910) die betreffende Selbstinduktion über einen elektrisch großen Kondensator geschlossen werden (siehe Abb. 524), so daß die Eigenschwingung des so gebildeten Kreises eine erheblich größere ist, als sie für den Arbeitsbereich überhaupt in betracht kommt.

In den Abb. 524 und 525 ist *a* die Selbstinduktionsspule des Schwingungskreises, welcher an den Klemmen *b* abzweigt. Ist die Spule in den Schwingungskreis eingeschaltet (Abb. 524), so ist die Stellung des Schalters *c* und der Kontakte wie gezeichnet. Der Verstimmungskondensator *d* ist abgeschaltet.

Bei Drehung des Schalters *c* (Abb. 525) wird die Spule *a* von den Klemmen *b* und damit vom Schwingungskreis abgeschaltet und durch die Schalterkontakte an den Verstimmungskondensator *d* gelegt. Die Dimensionen dieses Kreises sind nach obigem so gewählt, daß die so erzeugte Wellenlänge wesentlich verschieden ist von jeder im Empfänger überhaupt benutzten Wellenlänge.

h) Eichung des Sekundärkreises zwecks Antennenabstimmung.

Bei allen mit Sekundärempfang arbeitenden Empfängern, und dies ist die überwiegende Mehrzahl aller derartiger Einrichtungen, ist naturgemäß die durch den Betrieb bedingte Forderung vorhanden, die Antenne auf eine bestimmte Wellenlänge abstimmen zu können. Mit Rücksicht darauf, daß gegebenenfalls die Antennenform geändert wird, aber auch selbst bei Beibehaltung der Antenne, welche ständigen, wenn auch meist geringen Änderungen ihrer Kapazität und

Digitized by Google

Wellenlänge unterworfen ist, wird die Eichung zweckmäßig mittels des direkt in Wellenlängen geeichten Sekundärempfangskreises ausgeführt. Gemäß Abb. 526 kann man beispielsweise so vorgehen, daß man in die Antenne *a*, welche mit Abstimmitteln, wie Kondensatoren *b* und Selbstinduktionsspulen *c* versehen ist, noch eine besondere kleine Kopplungsspule *d* und in der dargestellten Weise einen mit Batterie arbeitenden Unterbrecher *f* einschaltet.

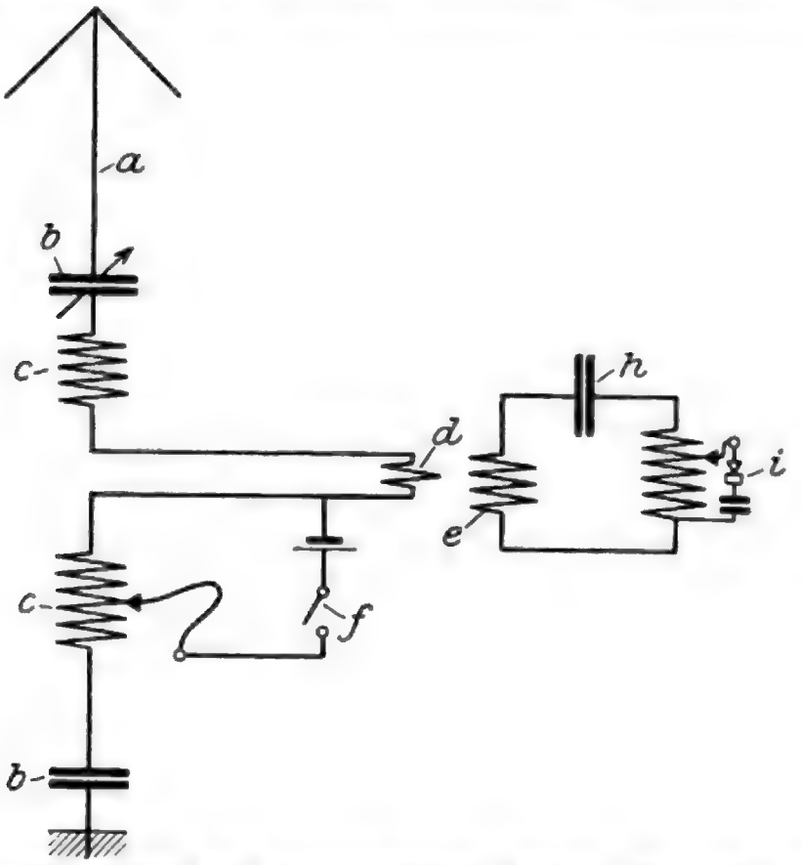


Abb. 526. Eichung der Antenne mittels geeichten Sekundärkreises.

Von der Spule *d* wird auf den in Wellenlängen geeichten Sekundärkreis *e h*, mit welchem ein Detektor *i* verbunden ist, induziert.

Die gewünschte Wellenlänge wird alsdann in dem geeichten Sekundärkreis *e h* eingestellt, der Summer *f* wird eingeschaltet, und es werden die Antennenabstimmittel solange verändert, bis die größte Lautstärke in dem mit dem Detektor verbundenen Telephon erzielt ist (Vorsicht wegen Niederfrequenzinduktionen vom Summerkreis *f* auf den Sekundärkreis).

B. Empfang gedämpfter Schwingungen.

a) Der einfache Kohärerempfänger.

Für den ursprünglich angewendeten einfachen Kohärerempfänger gemäß Abb. 527 (Marconi 1896) liegen die Verhältnisse so, daß derselbe praktisch nur auf die Maximalspannungsamplitude anspricht. Der Kohärer stellt im unerregten Zustande vor Auftreffen der Wellen auf die Antenne eine kleine Kapazität, im erregten Zustand einen Widerstand dar, wodurch eine Abstimmung der Empfangsantenne auf den Sender kaum möglich ist. Sobald die Antenne zu Schwingungen angestoßen wird und in Eigenschwingungen gerät, wird der Kohärer *a* erregt, hiermit leitend und ist imstande, einen parallel zu ihm geschalteten Batteriestromkreis *b* und einen Indikator *c* einzuschalten und zu

Digitized by Google

betätigen. Hierdurch kann das Vorhandensein von elektrischen Wellen, für deren Wahrnehmung uns ein direkter Sinn fehlt, und damit von Morsezeichen der Sendestation nachgewiesen werden.

Da, wie schon gesagt, der Kohärer vorwiegend auf die Maximalspannungsamplitude anspricht, ist die Anordnung von Abb. 527 nicht günstig. Es kommt als weiterer Nachteil die außerordentlich hohe Dämpfung der gradlinig hochgestreckten Antenne hinzu, welche zur Folge hat, daß der dem Detektor zugeführte Energiebetrag niemals sehr groß sein kann. Schließlich ist bei dieser Anordnung die Empfindlichkeit gegen atmosphärische Störungen bemerkenswert; in zahlreichen Fällen, z. B. durch Potentialdifferenzen in der Antenne, wird der Kohärer erregt und betätigt das Indikationsinstrument, auch wenn keine drahtlosen Zeichen empfangen werden.

Slaby hat infolge des ersteren Umstandes schon frühzeitig versucht, eine Schaltung anzuwenden, bei welcher der Kohärer an den Spannungsbauch gelegt wird. Da der oben an der Antenne befindliche Spannungsbauch nicht zugänglich

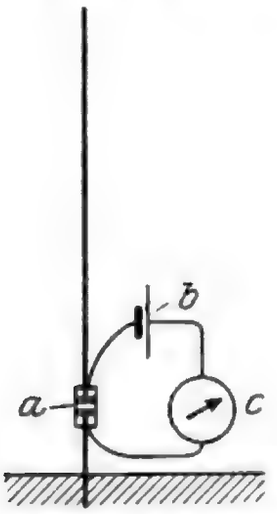


Abb. 527. Einfacher Kohärerempfänger von Marconi.

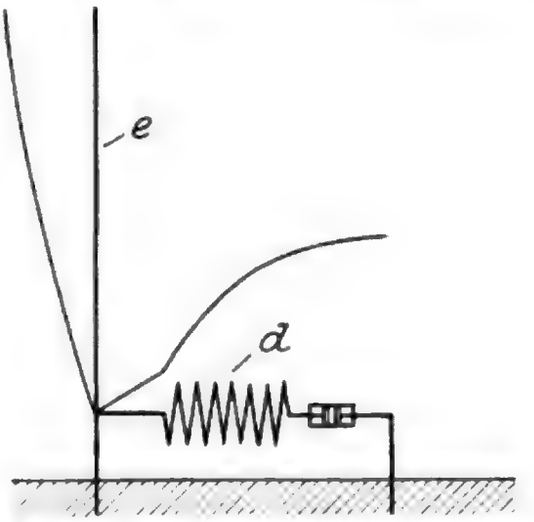


Abb. 528. Spulenförmige Aufwickelung und hierdurch wesentliche Steigerung des Spannungseffektes am Spulenende.

ist, wurde an dem Erdungspunkt des Antennendrahtes ein anderer geradeaus gespannter Draht von der Antennenlänge angeschaltet und an deren von der Antenne abgewendeten Erdungsstelle der Kohärer eingeschaltet, welcher sich auf diese Weise im Spannungsbauch befand (siehe auch I. Abb. 23. S. 41 und I. Abb. 676. S. 636).

Es war alsdann ein einfacher Schritt, den gerade ausgespannten Draht spulenförmig aufzuwickeln und hierdurch den Spannungseffekt am Spulenende noch wesentlich zu steigern. Abb. 528 zeigt das Schaltungsschema dieser Anordnung mit der hierbei auftretenden Spannungsverteilung.

In gewissem Sinne ist man berechtigt, die geerdete Spule *d* als Vorläufer der Kopplungsspule des geschlossenen Schwingungskreises mit dem offenen Schwingungskreise zu betrachten, wobei allerdings zu berücksichtigen ist, daß zeitlich früher bereits O. Lodge die genauen Gesetze für abgestimmte Telegraphie und gekoppelte Systeme klar entwickelt hatte.

b) Der gekoppelte Empfänger mit teilweiser Abstimmung.

Die Tatsache, daß die einfachen Kohärerempfangsschaltungen (Abb. 527 und 528) wesentliche Nachteile besitzen, insbesondere den, daß der Kohärer auch die meisten atmosphärischen Störungen registriert und infolgedessen die

Digitized by Google

aufgenommenen Telegramme mehr oder weniger unleserlich werden, hat zu der „Transformator-Empfangsschaltung" (Marconi), „jigger" genannt, geführt.

Ein Beispiel derselben ist in Abb. 529 wiedergegeben.

Die Antenne *a* ist durch die aus stärkerem Draht bestehende Spule *b* geerdet, so daß atmosphärische Ladungen abfließen können und kann, da die Rückwirkung auf sie vom Kohärer kaum merklich ist, gut auf den Sender abgestimmt werden. Fest gekoppelt mit *b* ist die aus dünnem Draht bestehende Sekundärspule *c* mit hoher Windungszahl. *e* ist ein Blockierungskondensator großer Kapazität, der die empfangenen Schwingungen nicht wesentlich beeinflußt, aber verhindert, daß sich eine mit dem Kohärer *d* verbundene Batterie entladet. Dieser so gebildete Sekundärstromkreis *c d e* sollte wenigstens im großen ganzen auf *a b* abgestimmt sein.

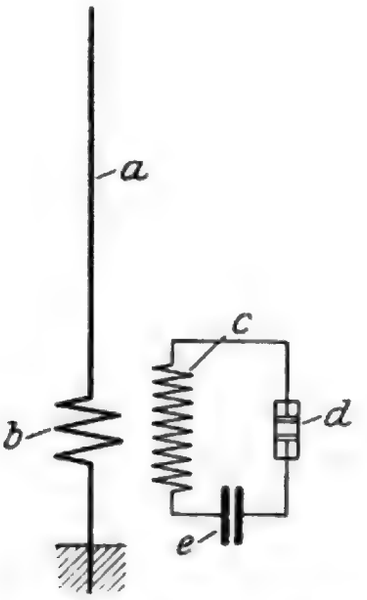


Abb. 529. Gekoppelter Empfänger mit teilweiser Abstimmung.

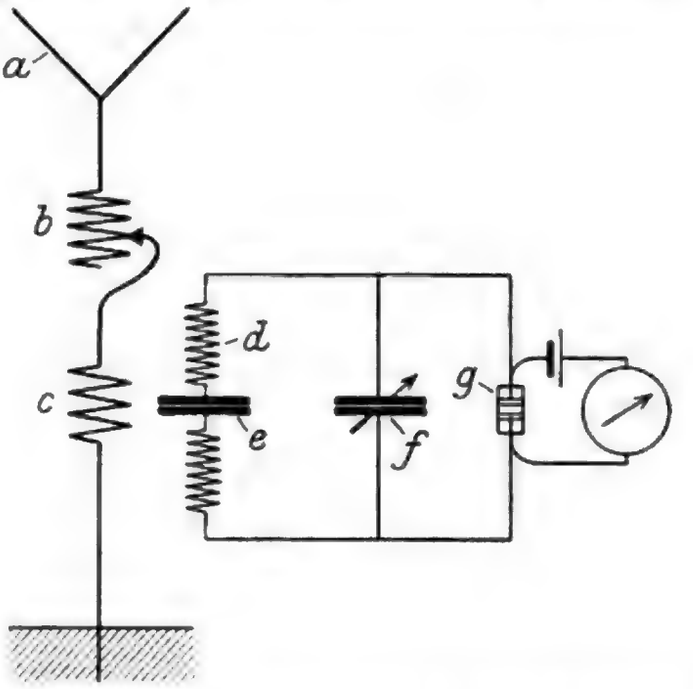


Abb. 530. Transformatorschaltung bei stark gedämpfter Antenne.

c) Der gekoppelte abgestimmte Empfänger.

Eine weitere sehr erhebliche Verbesserung bestand darin, daß sämtliche Kreise des gekoppelten Empfängers untereinander und auf den Sender abgestimmt wurden (bereits von O. Lodge 1897 angegeben, wohl aber zuerst von Marconi 1899 in die Praxis eingeführt).

Mittels des gekoppelten, in allen Kreisen abgestimmten Empfängers war es zum ersten Male erreicht, Wellen einer ganz bestimmten Wellenlänge zu empfangen und somit die Möglichkeit für einen „störungsfreien Empfang" zu haben.

α) Empfangsschaltungen bei stark gedämpfter Antenne.

Zu diesem Zweck wird mit der Empfangsantenne, welche verhältnismäßig stark gedämpft sein kann, ein erheblich schwächer gedämpfter sekundärer Schwingungskreis verbunden, an welchem der Kohärer angeschlossen ist.

Eine hierfür früher viel in Anwendung befindliche induktive Transformatorschaltung gibt Abb. 530 wieder. Dieselbe besteht aus folgenden Einzelteilen: *c d* ist die eigentliche Transformatoranordnung („jigger"), deren Primärspule *c* aus wenigen Windungen und deren Sekundärspule *d* aus einer großen Anzahl Windungen dünnen Drahtes besteht. In der Mitte ist die Spule durch einen

Digitized by Google

Blockkondensator *e* unterteilt. Die Dimensionen sind so gewählt, daß an den Enden von *d* eine hohe Spannungsamplitude erzielt wird, welche dem Kohärer *g* aufgedrückt wird. Mit dem Abstimmkondensator *f* zusammen bildet die Sekundärtransformatorwicklung *d e* ein geschlossenes, schwach gedämpftes Schwingungssystem.

Die atmosphärischen Störungen, welche von der Antenne *a* aufgefangen werden, werden zum größten Teil über die Abstimmspule *b* und die Primärtransformatorwicklung *c* zur Erde abgeleitet und vermögen infolgedessen auf den Sekundärkreis nur einen geringen störenden Einfluß auszuüben.

Ein weiterer Vorteil ist der, daß infolge des Fortfalles der direkten Einschaltung des Kohärers in die Antenne diese zu reinen Schwingungen erregt werden kann.

Ferner war es aber erst infolge dieser Anordnung zweckmäßig, eine größere Antenne zu bauen, da erst hierbei die entsprechend große Stromamplitude im Transformator für den Kohärer wirksam ausgenutzt werden konnte.

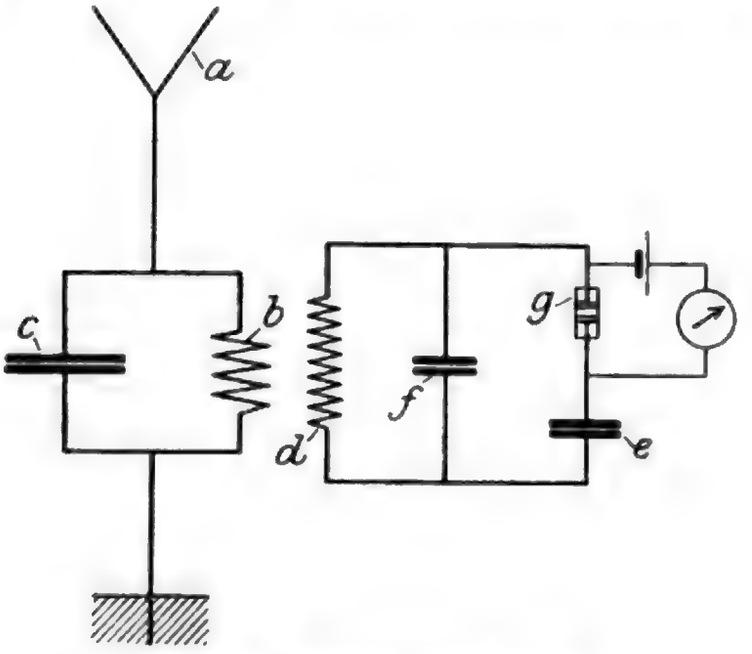


Abb. 531. Tertiär-(Kohärer-)kreis.

β) Schaltung mit Tertiär-(Kohärer-)kreis.

Eine andere Schaltung, welche es vor allen Dingen ermöglichen sollte, für abgestimmte Telegraphie, insbesondere wenn auf relativ sehr scharfe Abstimmung Wert gelegt wird, einen möglichst störungsfreien Empfang zu gewährleisten, gibt Abb. 531 wieder.

Die Eigenschaften der Einschaltung eines geschlossenen Schwingungskreises in die Antenne waren oben besprochen. Das wesentlich Neue dieser Schaltung gegenüber den bisherigen Empfangsschaltungen besteht darin, daß auch in die Antenne *a* ein geschlossener, aus Selbstinduktion *b* und Kapazität *c* bestehender Schwingungskreis eingeschaltet ist. Allerdings ist zu bemerken, daß der zur Spule *b* parallel geschaltete Kondensator *c* auch einen Nachteil besitzt, nämlich den, daß er Energie verzehrt. Betrachtet man die Antenne als ein Primär-Schwingungssystem, so kann man dieselbe als direkt gekoppelt mit dem Sekundärsystem *b c* ansehen. Mit diesem ist alsdann ein Tertiärsystem *d f* lose gekoppelt, welch letzteres erst den Detektor *g* betätigt; diese Schaltung ist auch schon (ca. 1903) mit elektrolytischem Detektor von Telefunken benutzt worden. *e* ist wieder ein Blockierungskondensator.

Digitized by Google

Durch die bei dieser Schaltung vorhandene mehrfache Energieumsetzung ist es möglich, allerdings zum Teil auf Kosten der Lautstärke, die Wellen nicht gewünschter Störsender bis zu einem gewissen Grade unwirksam zu machen. Der Kondensator *c*, welcher zur Antennenspule *b* parallel geschaltet ist, hat allerdings den Nachteil, Energie zu verzehren. Indessen ist die durch ihn, bzw. den geschlossenen Kreis bewirkte Selektivität höher zu bewerten.

γ) Verwendung von mehr als zwei Resonanzkreisen (Aussiebeschaltung).

Man kann dieses Transformationsprinzip, um eine noch weitergehende Aussiebung zu erzielen, noch öfter fortsetzen.

δ) Empfängerabstimmung bei zweiwelligem Sender.

Wir haben gesehen, daß gekoppelte Funkensender nicht Schwingungen einer einzigen Welle, sondern vielmehr solche zweier Wellenlängen ausstrahlen (S. 158 ff.). Eine Welle λ_1 war von höherer Frequenz, die andere Welle λ_2 von niedrigerer Frequenz. Da nun im allgemeinen die Empfangsabstimmung recht scharf ist, fragt es sich, auf welche der beiden Wellenlängen der Empfänger abgestimmt werden soll. Die längere Welle wird mindestens während des Tagbetriebes weniger absorbiert. Auch ist die Energieausnutzung derselben im Empfangskreise günstiger. Trotzdem stimmt man in der Praxis fast regelmäßig auf die kleinere Welle ab, da hierbei die Stromverteilung auf der Antenne besser und das Strommaximum im Strombauch größer ist als bei der längeren Welle.

ε) Benutzung der Transformatorschaltungen für Detektorempfang.

Die Transformatorschaltungen wurden nicht nur bei Kohärern viel benutzt, sondern sind auch für die sogenannten „integrierend wirkenden Detektoren" zum Teil noch in ständiger Anwendung. Diese Detektoren zeichnen sich dadurch aus, daß sie entweder gar nicht oder nur zum kleinsten Teil auf die Maximalamplitude ansprechen, sondern vielmehr eine Anzahl von Schwingungen summieren und hierdurch zum Ansprechen gebracht werden. Hierzu gehören die elektrolytischen Detektoren, die Thermodetektoren, die Gasdetektoren und im wesentlichen auch die Magnetdetektoren, obwohl letztere manche Eigenschaften mit den Kohärern gemeinsam haben.

d) Empfänger für gering gedämpfte Antennen.

α) Primärempfang für schwach gedämpfte Antennen. Schwingungsverlauf beim Thermodetektor mit Ventilwirkung.

Da infolge der Antennenentwicklung die früher allein benutzten, stark strahlenden und somit stark gedämpften Antennen, welche zur Zeit des Kohärerempfangs praktisch ausschließlich in Anwendung waren, immer mehr durch schwächer und schwach gedämpfte Antennen (T-Antennen, geknickte Antennen, Schirmantennen, Dachantennen), verdrängt worden sind, haben die außerordentlich gering gedämpften, geschlossenen Empfangskreise einen Teil ihrer Bedeutung verloren. Infolgedessen wurden zeitweilig, so auch heute noch für manche Zwecke überhaupt nur oder mindestens gern (drahtlose Telephonie) Primärempfänger (siehe z. B. II. Abb. 1295, S. 422) benutzt.

Dieselben enthalten gewöhnlich ein Abstimmungsorgan, z. B. ein Variometer oder eine in kleinen Stufen variable Spule (z. B. Schiebespule) *a*, mit dieser

Digitized by Google

ist eine Detektorkopplungsspule *b* möglichst variabel gekoppelt. An letzterer liegt zweckmäßig, gleichfalls mit veränderlicher Kopplung, ein Detektor *c* und ein Blockierungskondensator *d*, zu welchem ein Empfangstelephon *e* parallel geschaltet ist. Es könnte selbstverständlich auch der Detektor direkt von der Spule *a* abgezweigt sein, zweckmäßig alsdann in der Weise, wie dies Abb. 534 rechts zeigt (siehe auch Abb. 535, welche eine beliebige Kopplung des aperiodischen Detektorkreises darstellt).

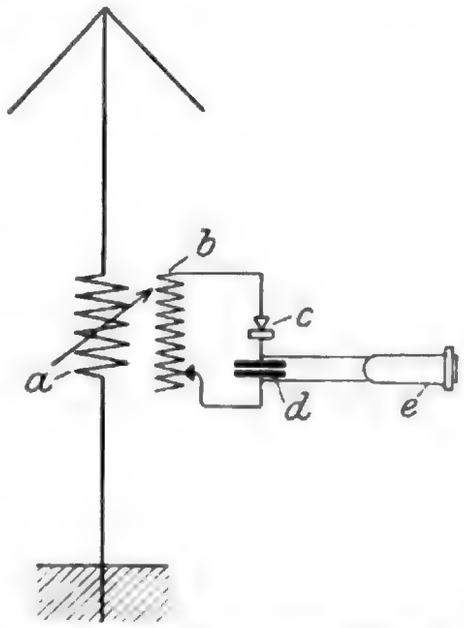


Abb. 532. Primärdetektorempfang.

Diese Schaltung, welche im allgemeinen als „Primärempfang" bezeichnet wird, hat den Nachteil, sehr wenig „störungsfrei" zu sein. In weitem Wellenbereiche — es kommt auf die Dämpfung des Senders, dessen Entfernung usw. an — kann der Empfang von anderen Sendern und insbesondere auch von atmosphärischen Störungen gestört werden, da fast ohne Aussiebung alle Empfangsenergie dem Detektor zugeführt wird und ihn zum Ansprechen bringt.

Ein schematisches Bild des sich abspielenden Schwingungsverlaufes während des Detektorempfanges, wobei etwa gemäß Abb. 532 das Telephon *k* vom Blockkondensator *i* abgezweigt ist und der Thermodetektor *h* eine Ventilwirkung besitzen soll, ist in Abb. 533 wiedergegeben.

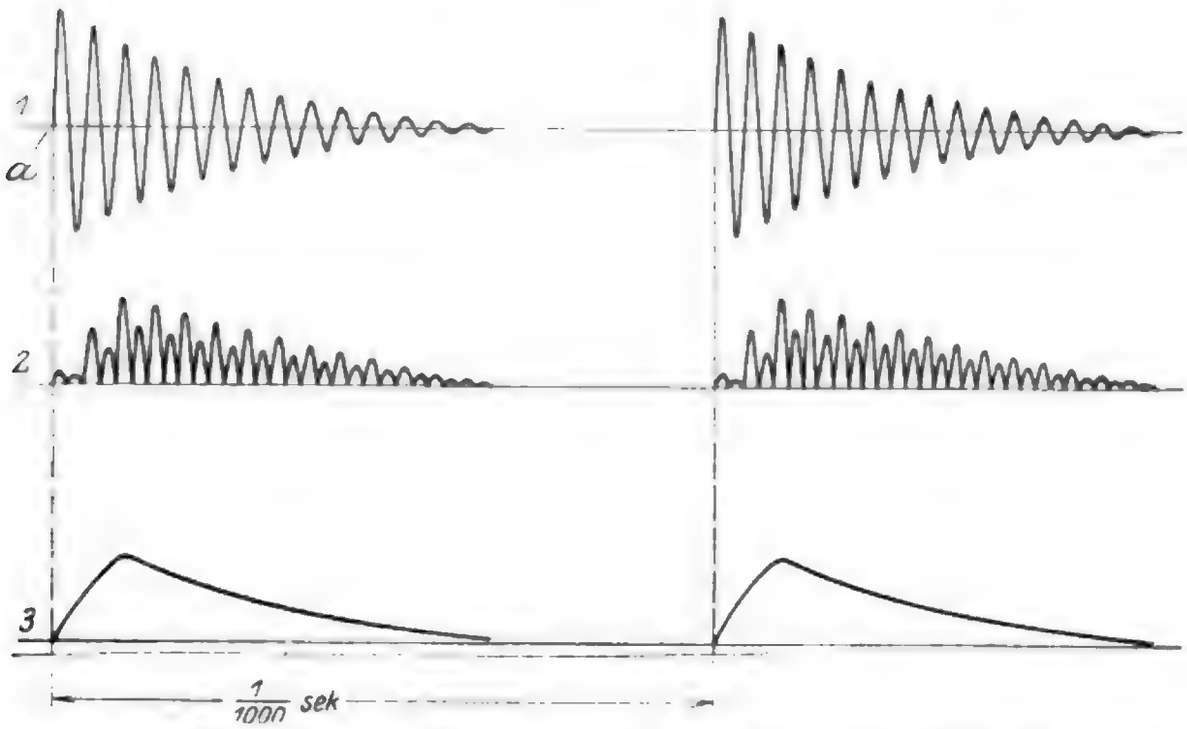


Abb. 533. Schematisches Bild des Schwingungsverlaufes beim Detektorempfang (Detektor mit Ventilwirkung). Empfang vom tönenden Funkensender.

Die in der Empfangsantenne durch den fernen Sender — es soll ein tönender Funkensender vorausgesetzt sein mit 1000 Funken in der Sekunde — erzeugten Schwingungen stellt das oberste Diagramm 1 dar.

Digitized by Google

Jeder derartige Wellenimpuls ruft im Detektor, welcher, wie bemerkt, als Thermodetektor mit Gleichrichterwirkung vorausgesetzt ist, eine Wellenzuggruppierung entsprechend dem Diagramm 2 hervor. Es wird also stets nach jeder direkt durch den Detektor erzeugten Halbwelle eine durch die Ventilwirkung umgekippte Halbwelle hervorgerufen. Durch die bestehende Dämpfung wird das Auftreten größerer Amplituden, was sonst möglich wäre, verhindert. Die Wellenzüge rufen in dem Telephon des Empfängers Impulse entsprechend Diagramm 3 hervor. Bei 1000 Funken und demgemäß einem Abstande der einzelnen Funkengruppen von $^1/_{1000}$ Sekunde wird demnach im Telephon ein musikalischer Ton von der Frequenz 1000 erzeugt.

Würde man das Telephon direkt vom Detektor abzweigen, so würden die hochgekippten zweiten Amplituden im Diagramm 2 nicht auftreten können, da sich alsdann der Strom stets direkt durch das Telephon ausgleichen würde.

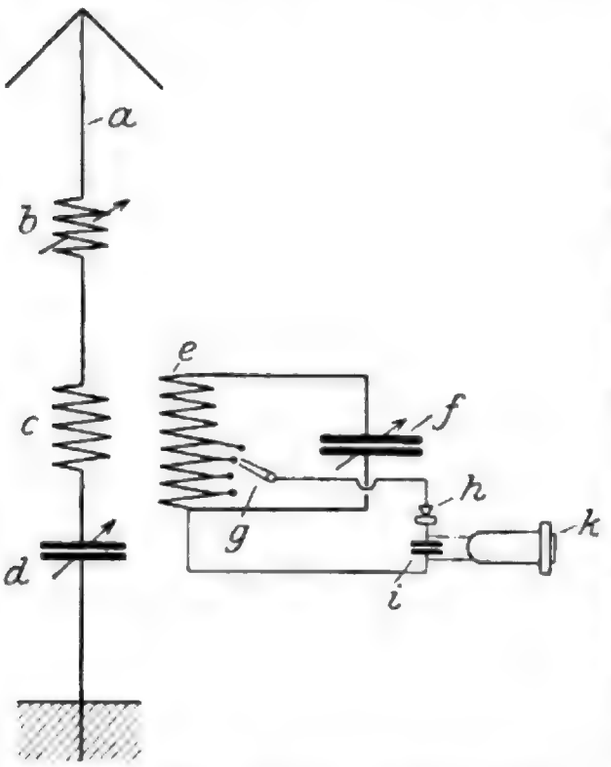


Abb. 534. Sekundärkreisempfangsschaltung mit variabler Detektorkopplung.

β) Sekundärempfang für störungsfreieren Betrieb.

Sobald es also auf einen störungsfreieren Empfang ankommt, ist die Anwendung eines oder mehrerer geschlossener Empfangskreise nicht zu vermeiden. Eine daher viel gebrauchte Empfangsschaltung mit variabler Detektorkopplung *g* gibt Abb. 534 wieder. In die Antenne *a* sind eine Abstimmspule oder ein Variometer *b*, eine Kopplungsspule *c* und ein Kondensator *d* eingeschaltet, welcher gegebenenfalls dazu dienen kann, die Eigenschwingung der Antenne herabzusetzen. Mit *c* ist die Sekundärspule *e* des geschlossenen Schwingungskreises *e f* gekoppelt. Diese Kopplung wird zweckmäßig veränderlich ausgeführt, was z. B. mittels eines Klapp- oder Tauchtransformators oder bei primitiver Ausführung mittels zweier gegeneinander verschiebbarer Spulen bewirkt werden kann. Von den Windungen der Spulen *e* sind einige abgezweigt und an Kontakte gelegt, welche durch einen Schalter *g* betätigt werden. Am Schalter *g* einerseits und am Spulenende *e* andererseits liegt die aus Detektor *h* und Blockierungskondensator *i* bestehende eigentliche Empfangseinrichtung. Mittels eines Telephons *k* werden die Zeichen, entsprechend den aufgenommenen Wellen, abgehört.

Für die Kopplung des geschlossenen Schwingungssystems ist es, um scharfe Abstimmung zu erhalten, günstig, möglichst in der Nähe des Spannungsknotens, also in der Nähe der Erdungsstelle zu koppeln. Dieses ist auch im allgemeinen möglich, da die besonderen Verlängerungs- und Abstimmungsmittel (Variometer *b*) ohne weiteres in die Antenne gelegt werden können.

γ) Sekundärkreisschaltung mit aperiodischem Detektorkreis.

Eine Schaltung, welche noch besser geeignet ist, den Empfänger vor nicht gewünschten störenden Einflüssen zu schützen (Telefunken 1904), gibt

Digitized by Google

Abb. 535 wieder. Bei dieser Schaltung findet die Energieübertragung auf die Spule g des aperiodischen Detektorkreises vorwiegend nur von der Spule e des möglichst schwach gedämpft zu gestaltenden Sekundärkreises $e\,f$ statt.

Um eine gute Ausnutzung des Resonanzeffektes zu erzielen, ist es erforderlich, daß der Sekundärkreis $e\,f$ mit dem in irgend einer Form ausgebildeten Primärsystem $a\,b\,c$ möglichst lose gekoppelt ist. Die Wanderung der von der Empfangsantenne aufgenommenen Energie auf den Detektorkreis findet also vorteilhafterweise langsamer als bei den anderen bisher besprochenen Empfängerschaltungen statt, indem nacheinander die Energie erst auf den geschlossenen Sekundärkreis und von diesem erst auf den aperiodischen Detektorkreis übergeht.

Diese Schaltung ist übrigens auch gut zur „Fernwellenmessung" geeignet, da man die Kapazität direkt in Fernwellenlängen eichen kann.

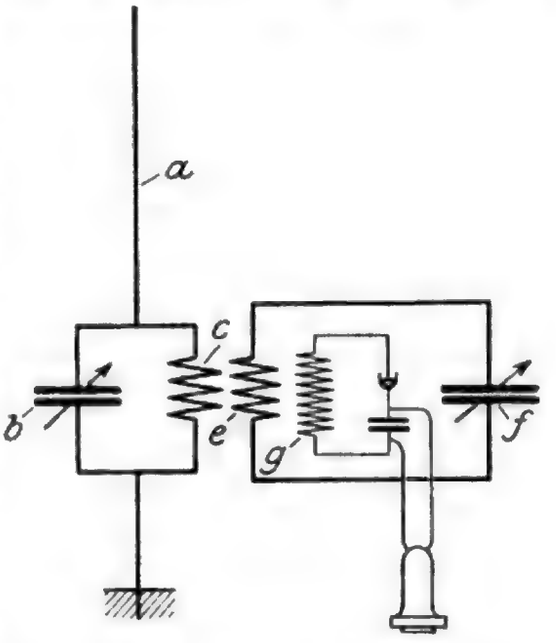


Abb. 535. Sekundärkreisschaltung mit aperiodischem Detektorkreis.

δ) Sekundärkreisempfang mit geteilter Sekundärspule.

Noch reinere Verhältnisse erzielt man durch die Schaltung nach Abb. 536 (Ehret [1903] Fessenden, Marconi), bei welcher die Spule e des Sekundärkreises in zwei Einzelspulen e_1 und e_2 unterteilt ist. Nur mit e_2 ist die Kopplungsspule g des aperiodischen Detektorkreises gekoppelt.

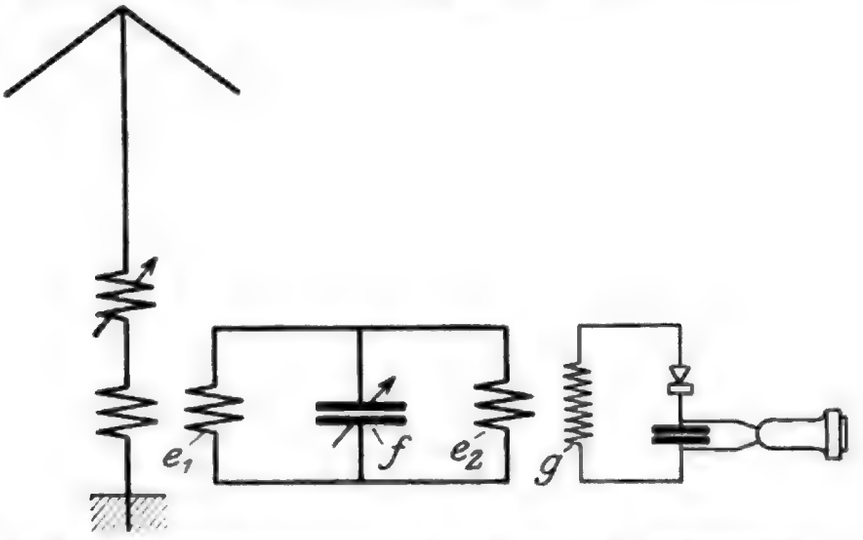


Abb. 536. Sekundärkreisempfang mit geteilter Sekundärspule.

Sofern es gelingt, bei dieser Schaltung die Dämpfung des Sekundärkreises sehr zu vermindern, ist es möglich, schon recht störungsfrei zu empfangen. Hierbei ist zu bemerken, daß gemäß den von H. Riegger bestätigten Resultaten (siehe oben) ein um so größerer Strom im Detektor und damit eine um so größere Lautwirkung im Telephon erzielt wird, je geringer gedämpft die Antenne ist.

Digitized by Google

ε) Sekundärkreisempfänger für sehr große Wellenlängen.

Wenn man Empfänger für sehr große Wellenlängen, etwa solche über 7000 m bis ca. 40000 m zu bauen hat, so kommt es zunächst darauf an, sämtliche Abstimmittel, wie Spulen und Kondensatoren, so schwach gedämpft als möglich zu gestalten. Bei den ersteren macht dieses schon Schwierigkeiten, da z. B. bei einer mittleren Antenne von ca. 5000 cm Kapazität zur Erzielung von 20000 m bereits eine sehr erhebliche Drahtlänge von schon ins Gewicht fallendem Ohmschen Widerstande inbetracht kommt, woraus bereits eine gewisse Dämpfung resultiert.

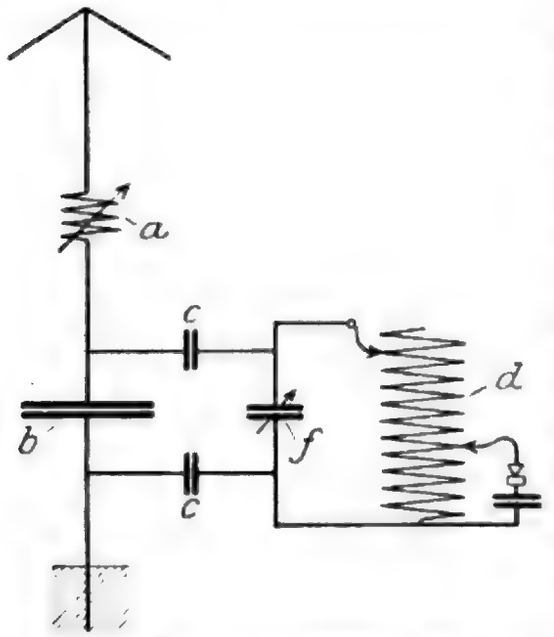


Abb. 537. Sekundärkreisempfänger für sehr große Wellenlängen.

Als weitere Schwierigkeit kommt aber inbetracht, daß eine so große Spule eine nennenswerte Eigenkapazität gegen Erde besitzt. Diese kann so groß sein, daß eine induktive oder konduktive Detektorkopplung nicht mehr ausreicht und nicht mehr genügend Energie dem Detektor oder dem Zwischenkreis zum Detektor zugeführt wird.

Man verwendet alsdann (O. Scheller und Lorenz A. G.) zweckmäßig eine kapazitive Kopplung, z. B. entsprechend Abb. 537. In die mit Abstimmmitteln *a* versehene Antenne ist ein elektrisch sehr großer Kondensator *b* eingeschaltet. Von diesem ist galvanisch unter Vermittlung elektrisch kleiner, am besten variabler Kondensatoren *cc* die große Abstimmspule *d* unter Parallelschaltung eines Abstimmkondensators *f* abgezweigt. Diese Spule *d* wird zusammen mit dem Kondensator *f* und der Antenne auf die große zu empfangende Welle abgestimmt.

Die kleinen Kondensatoren *c* sollen das Verlustabströmen von Energie (Ladeströme) nach der großen Spule hin verhindern.

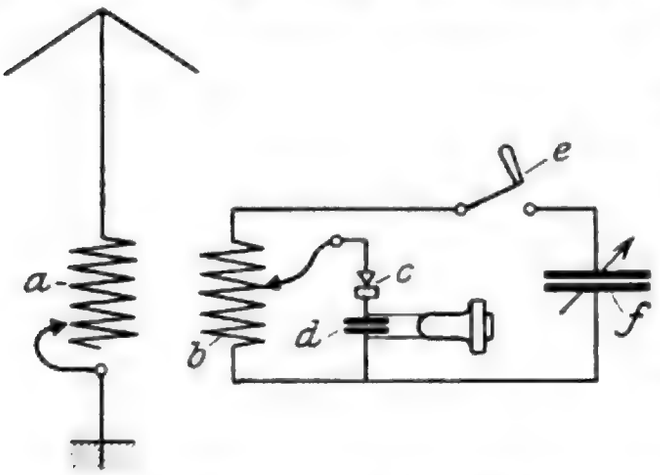


Abb. 538. Primär-Sekundär-Empfänger mit konstanter Detektor-Kopplung.

Noch günstigere Resultate wird man indessen erreichen durch Benutzung von Spulenempfänger-Verstärkern, bei denen sich unschwer und mit räumlich kleinen Mitteln eine kontinuierliche Wellenvariation zwischen z. B. 2000 m und 30000 m λ bei Schwebungsempfang und Audionempfang erreichen läßt.

ζ) Primär-Sekundär-Empfänger mit konstanter Detektor-Kopplung.

Für ganz besondere Zwecke, insbesondere wenn die Bedienung eines Primär-Sekundär-Empfängers möglichst einfach gestaltet werden soll und nur ein kleiner Wellenbereich verlangt wird, ist die Forderung vorhanden, die Detektorkopplung sowohl für Primär-Empfang, als auch beim Übergang auf Sekundärempfang nicht zu verändern, also konstant zu halten.

Eine Schaltung, welche dies ermöglicht, ist in Abb. 538 dargestellt. *a* ist die in der Antenne liegende, mit irgendwelchen Variationsmitteln versehene Spule, welche mit der Sekundärspule *b* beliebig koppelbar ist. Mit der Spule *b* ist, gegebenenfalls auch variabel koppelbar, der Detektor *c* nebst Blockkondensator *d* verbunden. Es sind ferner ein Schalter *e* und ein variabler Drehplattenkondensator *f* vorgesehen. Sobald der Schalter *e* geöffnet ist, dient die Spule *b* lediglich als Kopplungsspule des Detektors *c* mit der Antennenspule *a*. Sobald jedoch der Schalter *e* geschlossen wird, wird die Spule *e* mit dem Kondensator *f* verbunden und bildet den Sekundärkreis, mit welchem der Detektor *c* gekoppelt ist.

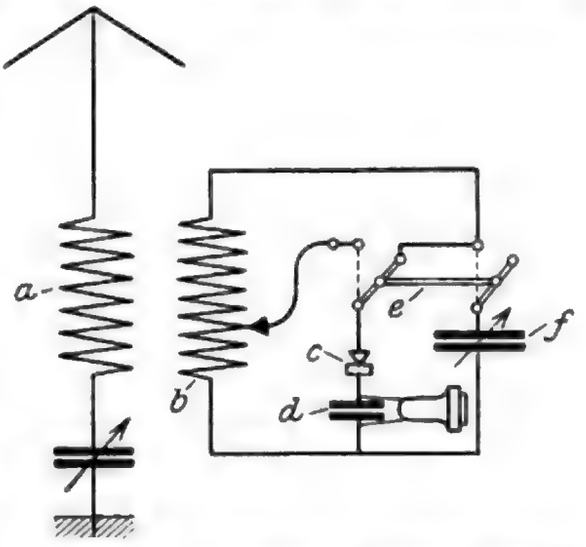


Abb. 539. Verbesserte Primär-Sekundärempfängerstation mit konstanter Detektor-Kopplung.

Die Kopplung zwischen den Spulen *b* und *a* muß innerhalb weiter Grenzen veränderlich sein. Arbeitet man mit Primärempfang, so muß *b* mit *a* festgekoppelt werden, schließt man hingegen den Schalter *e* und arbeitet mit Sekundärempfang, so muß die Kopplung zwischen beiden loser gemacht und wiederum auf den günstigsten Betrag eingestellt werden. Als einfachstes Mittel, die Kopplung innerhalb weiter Grenzen verändern zu können, würde ein Tauch-Transformator dienen. In allen denjenigen Fällen, in denen der Tauchtransformator jedoch räumlich zu groß werden würde, ist man genötigt, eine andere entsprechende Anordnung zu treffen, welche es erlaubt, die Kopplung zwischen *b* und *a* in weiten Grenzen variieren zu können.

Übrigens könnte bei der Schaltung gemäß Abb. 538 bei Stellung auf Primärempfang der nicht benutzte Teil von Spule *b* ins Mitschwingen kommen. Um dieses sicher zu vermeiden, kann man den nicht zur Detektorkopplung benutzten Spulenteil kurzschließen (W. Scheppmann) und dieses gleich automatisch mit der Schalterbewegung gemäß Abb. 539 ausführen. Die stark ausgezogene Schalterstellung zeigt Primärempfang, die punktierte Sekundärempfang.

η) Empfang mit Gasrohrdetektor. (Röhre mit Gasionisation und Hochvakuumröhre).

Prinzipielle Schaltmöglichkeiten und Eigentümlichkeiten der Gasröhre als Detektor. Empfang gedämpfter und ungedämpfter Schwingungen. Insbesondere wenn man das Vakuum in einer Gasröhre für den Empfang gedämpfter und ungedämpfter Schwingungen, die beispielsweise Glühkathode, kalte Anode und Gitterelektrode besitzen möge, nicht allzu extrem hoch wählt (siehe II. S. 213ff.), ist es möglich, in verhältnismäßig einfacher Weise die Röhre direkt als Detektor für Empfangsschwingungen zu benutzen, da alsdann zwischen der Gitterelektrode und Glühkathode eine Ventilwirkung vorhanden ist. Es kann sich nämlich in diesem Fall nur zwischen der Gitterelektrode und der Glühkathode ein nennenswerter Strom ausbilden, wobei es erforderlich ist, daß die Gitterspannung positiv ist, da nur dann eine Elektronenemission von der Kathode nach dem Gitter hin stattfindet. Der Kondensator *l* (siehe Abb. 540) verhindert, daß der Elektronenstrom nach der Kathode hin sich wieder ausgleicht. Die

Digitized by Google

Elektronen bleiben also auf dem Gitter und machen dieses mehr und mehr negativ, da sie negative Ladungen darstellen. Infolgedessen wird auch der Anodenstrom in stets zunehmendem Maße geschwächt. Man muß also die nach jedem Wellenzug stattfindende negative Gitteraufladung beseitigen, was dadurch geschieht, daß z. B. parallel zum Kondensator *l* ein hoher Ohmscher Widerstand (Größenordnung von mehreren Millionen Ohm) *w* geschaltet wird. Durch diesen soll im übrigen die Gleichrichterwirkung verbessert werden.

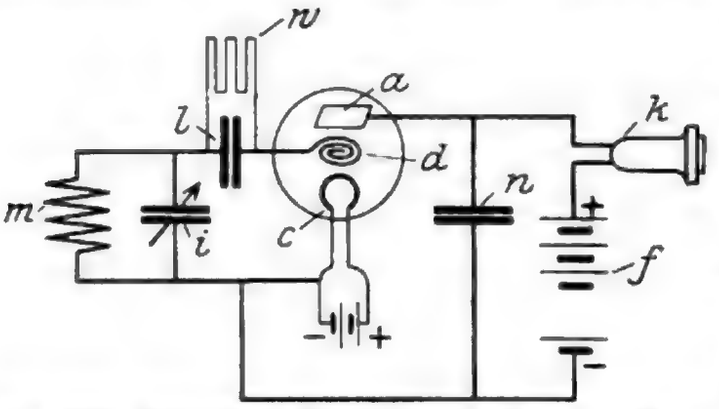


Abb. 540. Prinzipielle Schaltmöglichkeit der Gasröhre als Detektor.

Wie schon oben bemerkt (siehe S. 235 ff.), kann nahezu jeder Röhrensender, also auch ein solcher, welcher mit Hochvakuumröhren arbeitet, in einfachster Weise für den Empfang unter Benutzung der Röhre als Detektor nutzbar gemacht werden, indem anstelle der Sendetaste ein Empfangstelephon und vor die Gitterelektrode eine Kombination, bestehend aus Kondensator und Parallelwiderstand, geschaltet wird. Es ist alsdann meist nur erforderlich, die Anodenspannung gegenüber der für Sendezwecke etwas zu reduzieren.

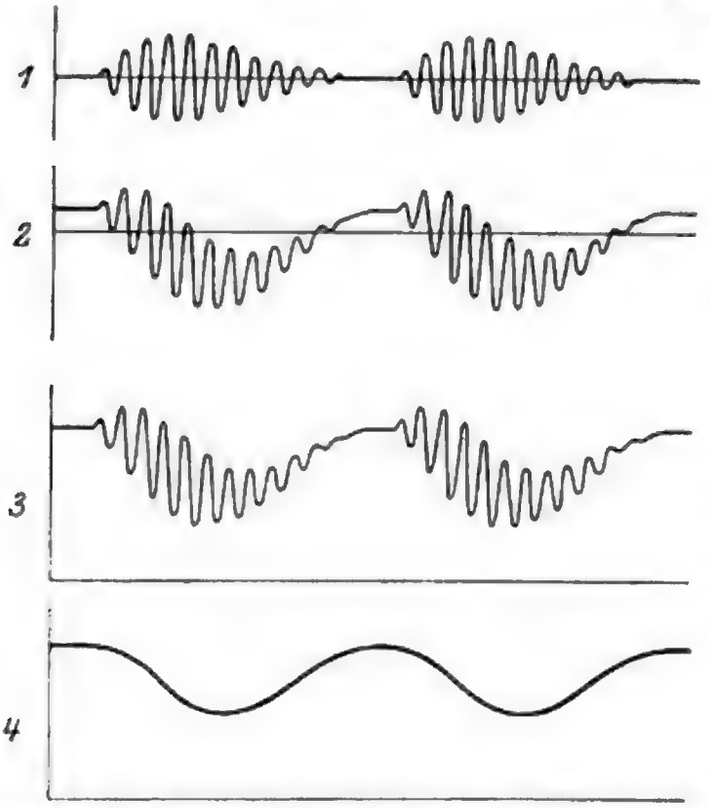


Abb. 541. Schwingungsvorgänge in der Röhre und im Telephon beim Empfang gedämpfter Schwingungen.

Im einzelnen kann man die Röhre z. B. gemäß Abb. 540 als Detektor schalten, indem man sie durch die Empfangshochfrequenzschwingungen mittels eines Kondensators *i*, bzw. einer Spule *m* erregt. Die Zunahme oder Abnahme des Termionenstromes zwischen *a f c* wird alsdann mittels des Telephons *k* festgestellt. Diese Schaltung ist übrigens häufig in der Weise modifiziert worden, daß man den Kondensator *l* fortgelassen hat und den Widerstand *w* parallel zu *i* schaltet.

Der zum Telephon *k* und zur Batterie *f* parallel geschaltete Kondensator *n* ist so gewählt, daß die ankommenden Hochfrequenzschwingungen möglichst glatt durch ihn hindurchgehen, daß hingegen die Niederfrequenzpulsationen (siehe Abb. 541, Bild 4) von ihm aufgehalten werden und somit durch das Telephon *k* hindurch und dieses erregen müssen.

Es ist eine ausgesprochene Ventilwirkung zwischen Gitter und Kathode vorhanden, um so mehr, je höher das Vakuum ist. Der Anodenstrom fließt, wie schon oben bemerkt, von der Anode *a* über die Batterie *f* nach der Kathode *c*

Digitized by Google

Fig. 1.1 Reading and interpretation. Reading is the process of decoding the symbols of a text. Interpretation is the process of understanding the meaning of the text. Reading is a prerequisite for interpretation. Interpretation is a prerequisite for reading comprehension. Reading comprehension is the ultimate goal of reading. Reading comprehension is the ultimate goal of reading. Reading comprehension is the ultimate goal of reading

Rückkopplungsschaltung (*L. de Forest, A. Meissner*). Für den Röhrendetektor sehr beliebt infolge der im allgemeinen automatisch hiermit verbundenen Verstärkung der Empfangsschwingungen und längere Zeit für allein seligmachend gehalten ist die sog. „Rückkopplungsschaltung" mit besonderer Rückkopplungs-

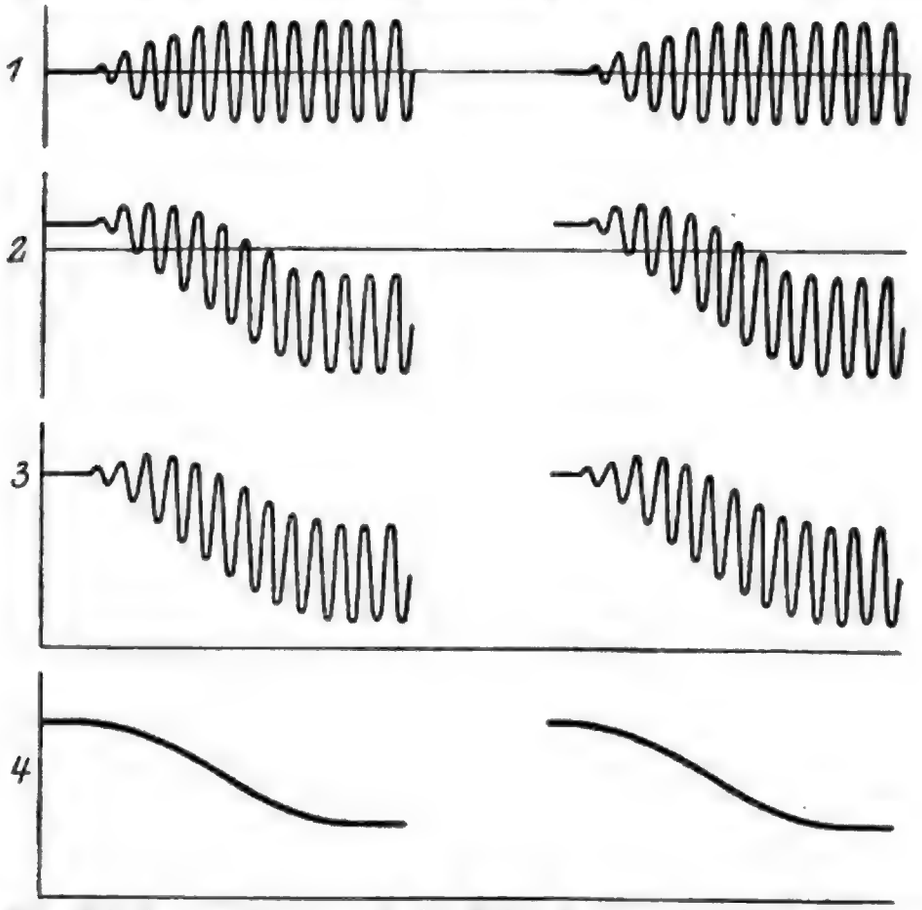


Abb. 543. Schwingungsvorgänge in der Röhre bei ungedämpften Schwingungen.

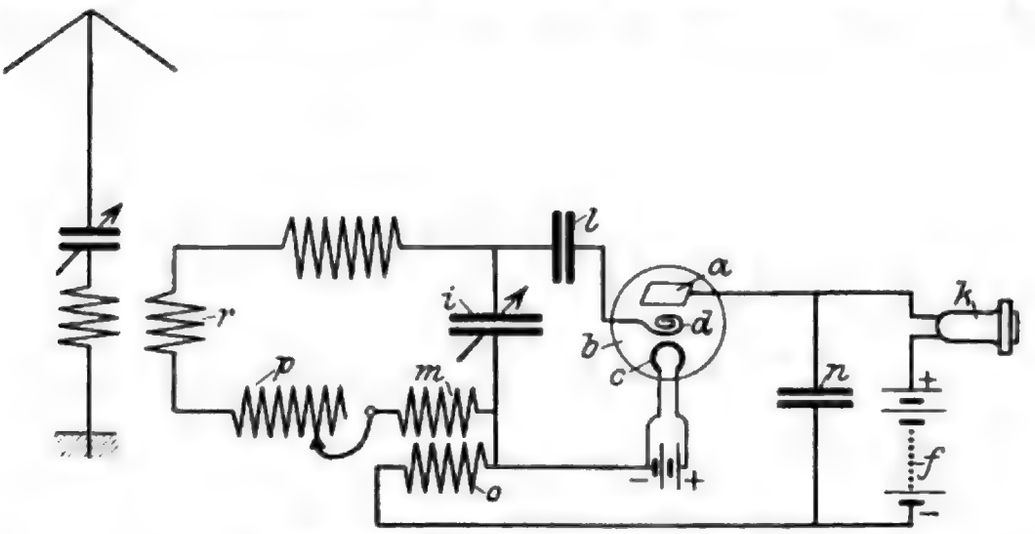


Abb. 544. Rückkopplungsschaltung.

spule, welche wohl zuerst von L. de Forest angewendet wurde. Diese Schaltung besteht gemäß den obigen Ausführungen (S. 235 ff.) bekanntlich darin, daß, wenn man die Schaltung für Sendezwecke benutzt, nicht der volle Energiebetrag ausgestrahlt wird, sondern daß vielmehr ein Teilbetrag zurückbehalten und zwischen Gitterelektrode und Kathode für die weitere Schwingungserzeugung nutzbar gemacht wird.

Digitized by Google

Ein Beispiel der Rückkopplungsschaltung zeigt Abb. 544 (siehe auch Abb. 242. S. 241). Der Sekundärempfangskreis *r p m i* ist mit dem Röhrendetektorsystem *c a k f o* durch das Spulensystem *m o* fest gekoppelt („rückgekoppelt"); infolgedessen erhält man eine um so erheblichere Verstärkung beim Empfang, je größer die Spannungsdifferenz zwischen Gitter *d* und Glühkathode *c* ist, da hiervon die Größe der Amplitude beim Empfang direkt abhängt, was zum Grund hat, daß die Selbstinduktionen *m* und *p* möglichst groß, die Kapazität *i* tunlichst klein gehalten werden müssen, ev. sogar vollkommen fortfallen können. Hierdurch und durch die feste Kopplung (Rückkopplung) wirken die Schwingungen im System *c a k f o* auf das System *r p m i* zurück und steigern die Amplituden, was gegenseitig erfolgt, so daß eine allmählige Aufschaukelung, also Verstärkung der Empfangsenergie stattfindet.

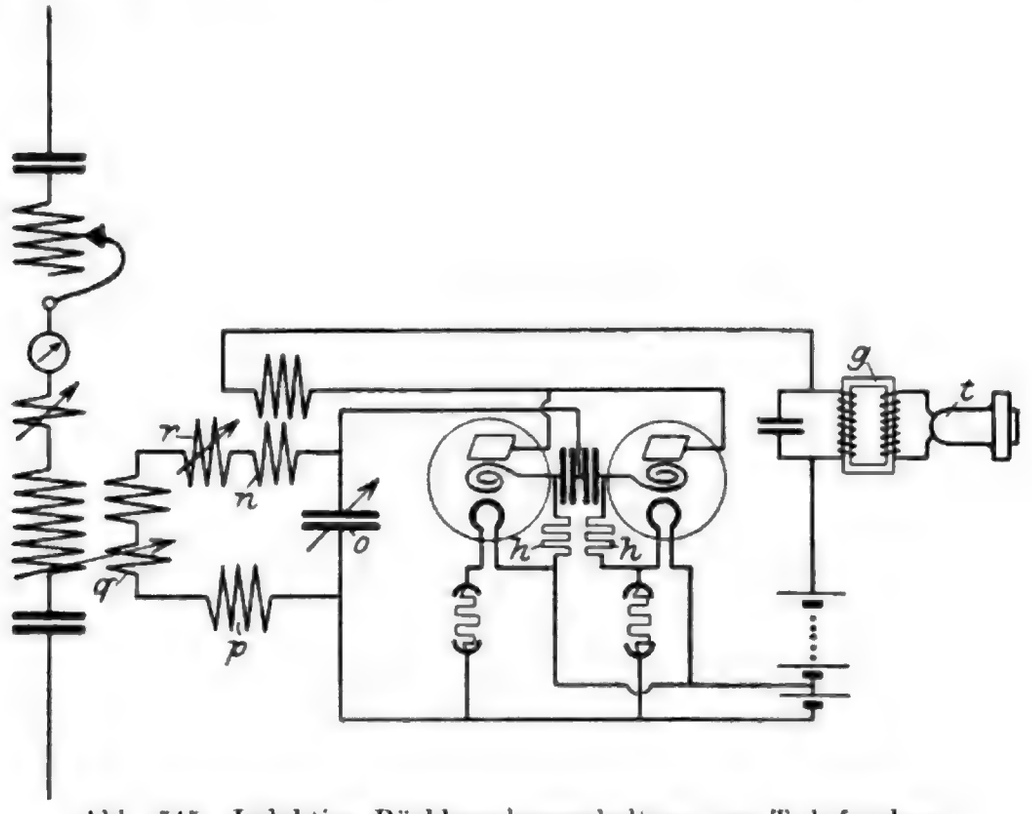


Abb. 545. Induktive Rückkopplungsschaltung von Telefunken.

Für die Ankopplung ist der Kondensator *l* wesentlich, der gegebenenfalls bei zu hohem Vakuum in der Röhre, damit noch eine Entladung des Kondensators stattfinden kann, über einen hohen Widerstand *w* kurz geschlossen wird. Ferner ist der Parallelkondensator *n* erheblich, um zu bewirken, daß der Niederfrequenzstrom im Telephon *k* ausgenutzt wird.

Induktive Rückkopplungsschaltung von Telefunken. Als Weiterentwicklung der Rückkopplungsschaltung gemäß Abb. 544 unter Benutzung von zwei Empfangsröhren (Audion) kann die Anordnung gemäß Abb. 545 angesehen werden. Der Gesichtspunkt, die Antennenselbstinduktion möglichst gleichmäßig zu verteilen und symmetrisch zu gestalten, mag hierbei bereits geltend gewesen sein. Immerhin ist dieser Gedanke nur in beschränktem Maße erfüllt und auch nur durch eine vollständig symmetrisch gestaltete Antennenspulenanordnung mit symmetrischen Spulenabzweigungen praktisch zu verwirklichen. Die Rückkopplung zwischen dem eigentlichen Schwingungssysteme *n o p q r* mit der Röhre (Anodenkreis) ist hierbei eine rein induktive.

Digitized by Google

Neu ist bei der Anordnung gemäß Abb. 545 die direkte Verbindung der Gitterelektrode mit der Kathode durch einen allerdings außerordentlich großen Widerstand (Silitwiderstand) in der Größenordnung mehrerer 100 000 Ohm *h*, und bemerkenswert ist die Anschaltung des Empfangstelephons *t* durch einen mit Luftspalt versehenen Eisentransformator *g*. Der hohe Widerstand *h* dient in der Hauptsache zum Spannungsausgleich und zwar zum Abfluß der statischen Gitteraufladungen.

Röhrenverstärkerempfangsschaltung. Eine insbesondere bei kleinen englischen Stationen häufig angewendete Schaltung ist in Abb. 546 wiedergegeben. Die von der Antenne aufgenommene Schwingungsenergie wird einem System von beispielsweise 3 Audionröhren zugeführt. Von diesen besorgen offenbar die ersteren beiden Röhren *a* und *b* die Verstärkung der ankommenden Schwingungsenergie, während die dritte Röhre als Detektor (Audion) dient. Zu beachten hierbei ist außer den gegenüber den Abb. 544 und 545 prinzipiell anderen Schaltungsanordnungen, welche vor allem in einer grundsätzlichen Vereinfachung der

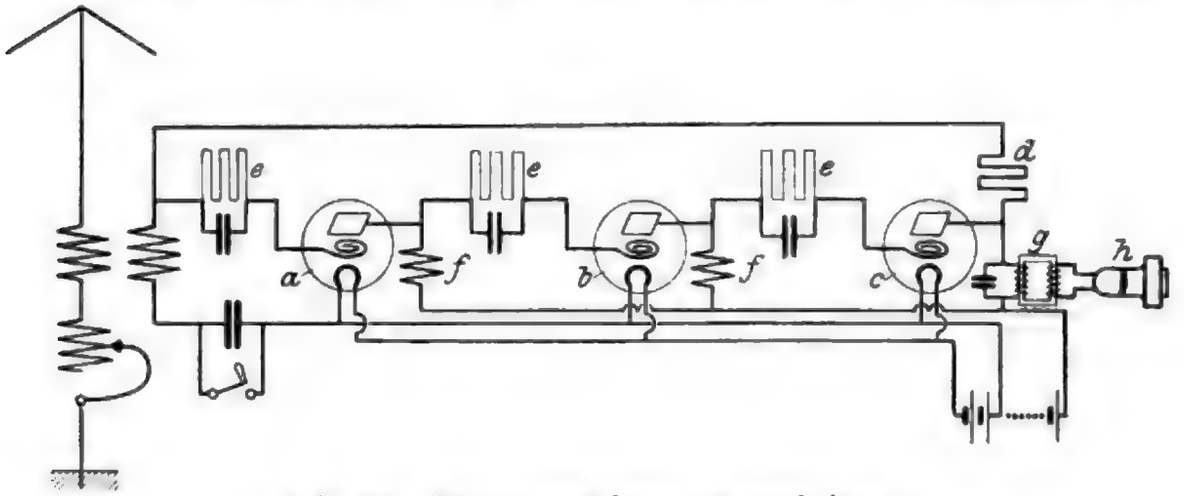


Abb. 546. Röhrenverstärkerempfangsschaltung.

Empfangs- und Abstimmittel liegt, daß vor die Gitterelektrode jeder Röhre eine aus Ohmschem Widerstand und Kapazität bestehende Kombination *e* geschaltet ist, und daß außerdem noch ein allen Systemen gemeinsamer Widerstand *d* vorgesehen ist. *f* sind Drosselspulen. Das Telephon *h* ist mittels eines Transformators *g* mit der letzten als Detektor wirkenden Röhre gekoppelt.

Kapazitätsunempfindliche Such- und Empfangsschaltung der Lorenz A. G. Ein Nachteil der bisher angegebenen Röhrenempfangsschaltungen, insbesondere der Anordnungen nach Abb. 544 und 545 besteht darin, daß außer einer gewissen Störbarkeit, u. a. auch von Oberschwingungen herrührend, vor allem aber eine Kapazitätsempfindlichkeit vorhanden ist, welche so stark sein kann, daß eine einwandfreie Abstimmung des Apparates ausgeschlossen ist, mindestens aber erschwert sein kann.

Diese Nachteile werden durch die Empfangsschaltungen, entsprechend Abb. 547 und 548, welche sich beide mit ein und demselben Empfangsapparat verwirklichen lassen, behoben, wobei die erstere Schaltung für das Suchen unbekannter Wellen, die zweite Schaltung für störungsfreien Sekundärempfang dient.

Die Anordnung ist so getroffen, daß unter Fortfall jeder besonderen Rückkopplungsspule die Selbstinduktion der Antenne nach Spannungsgesichtspunkten verteilt ist. Man kann annehmen, daß ein Teil dieser Antennenselbstinduktion zur Rückkopplung dient, was im vorliegenden Fall außer der Vereinfachung in der Bedienung noch den weiteren Vorteil mit sich bringt, daß bei

Digitized by Google

Übergang auf Sekundärempfang keine toten, verstimmend wirkenden Selbstinduktionsbeträge im Antennenkreise verbleiben und mitschwingen können. Weiterhin ist hierbei noch der Vorteil vorhanden, daß nicht die ziemlich variable Antennenkapazität, sondern die feste Kapazität der Röhre — in den Abbil-

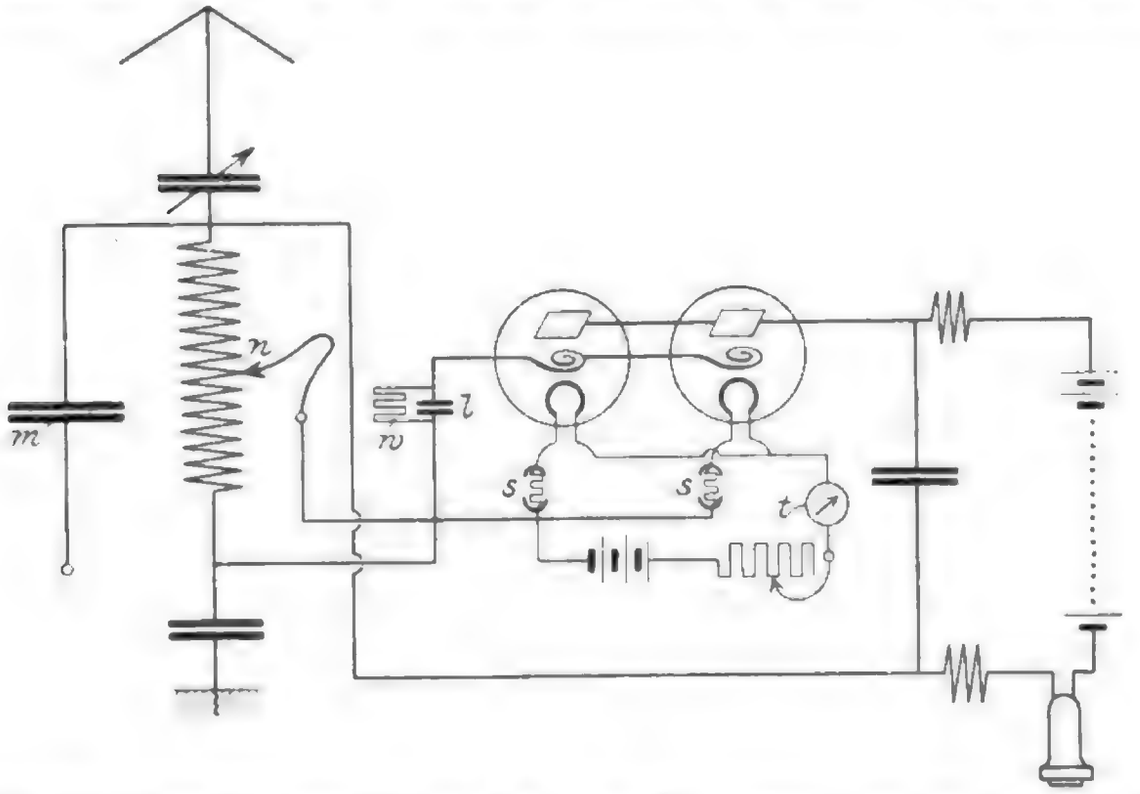


Abb. 547. Kapazitätsunempfindliche Such- und Empfangsschaltung der Lorenz A.-G. für das Suchen unbekannter Wellen.

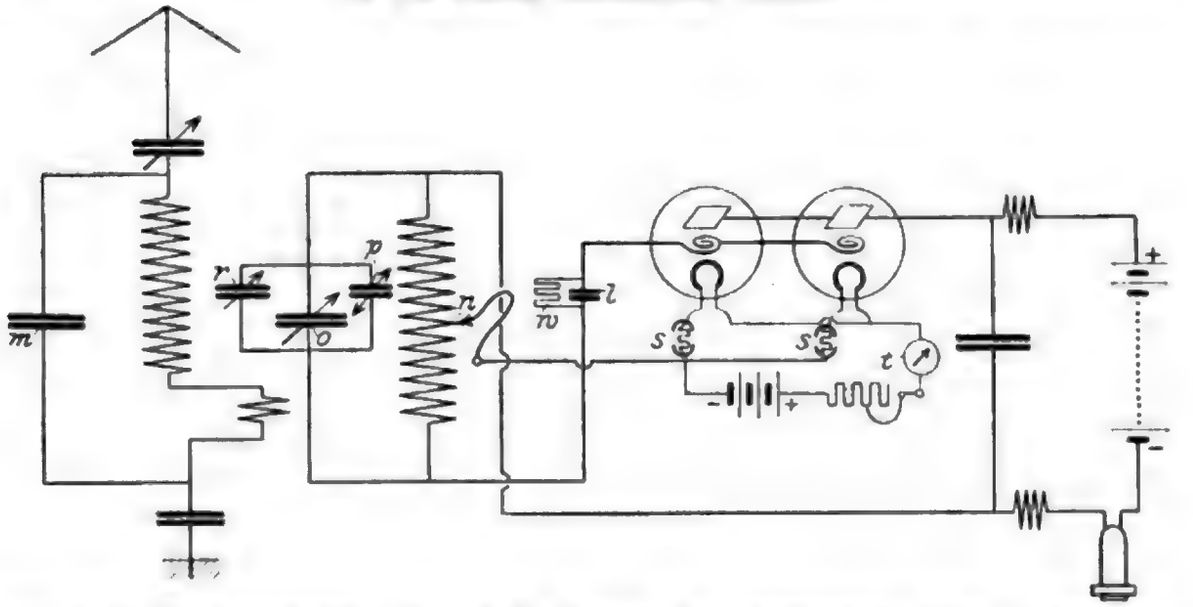


Abb. 548. Kapazitätsunempfindliche Such- und Empfangsschaltung der Lorenz A.-G. für störungsfreien Sekundärempfang.

dungen sind zwei Röhren gezeichnet, es genügt jedoch auch eine — umgeschaltet wird, was mittels eines der Röhrenkapazität äquivalent gemachten Kondensators m in der Größenordnung von 50 cm bis ca. 100 cm bewirkt wird. Eine Verstimmung des Empfangssystems wird infolgedessen bei Umschaltung der Röhre nicht bewirkt.

Digitized by Google

Die Kapazitätsunempfindlichkeit wird wie beim Sender entweder dadurch erreicht, daß das Telephon in die Nulleitung der Glühkathode, also in die vom Spannungsknotenpunkt n nach der Kathode hinführenden Leitung gelegt ist, oder aber, daß das Telephon in die Anodenleitung, wie in Abb. 547 und 548 dargestellt, eingeschaltet ist. In jedem Falle wird die Anordnung so getroffen, daß alle außenliegenden Teile der Apparatur auf Erdpotential gebracht sind. Vor die Gitterelektrode ist zwecks Unterstützung des Gleichrichtereffektes die Parallelkombination, bestehend aus Kondensator l und hohem Parallelwiderstand w, gelegt. s sind Sicherungswiderstände (Eisen-Wasserstoffwiderstände), t Meßinstrumente.

Als Sicherungswiderstände s (Ballastwiderstände), welche auch die Funktion haben, beim Sinken der Spannung die Heizfadenenergie möglichst konstant zu halten, wird zweckmäßig je ein dünner Eisendraht verwendet, welcher in einem eine Wasserstoffatmosphäre enthaltenden Röhrchen angeordnet ist. Derartige Eisen-Wasserstoffwiderstände lassen bekanntlich, wenn der Draht glüht, nur eine bestimmte Stromstärke hindurch. Beim Einschalten und auch kurze Zeit nach dem Einschalten ist die hindurchgelassene Stromstärke hingegen größer und zwar so lange, bis der normale Glühzustand erreicht wird. Es können daher, was aber immerhin selten ist, auch zu große Stromstärken durch den Eisendrahtwiderstand hindurchgehen.

Infolge der vielen Unzuträglichkeiten, welche indessen im Betriebe derartige Eisen-Wasserstoffwiderstände mit sich bringen, ist man häufig dazu übergegangen, kleine Silitwiderstände in Zylinderform anzuwenden. Mit Rücksicht auf deren Unveränderlichkeit, insbesondere hinsichtlich Feuchtigkeit, ist es zweckmäßig, diese in Glasröhrchen einzuschmelzen, welche möglichst evakuiert werden, oder sie zu paraffinieren.

Suchen im ungedämpften Verkehr. Infolge der Ungedämpftheit der Schwingungen beim Röhrensender und -Empfänger ist es insbesondere bei Benutzung kleiner Wellenlängen und Schwebungsempfang häufig schwierig, die unbekannte Welle des fernen Senders zu finden. Es kann dies dadurch erleichtert werden, daß beim Sender zu dem kontinuierlich veränderlichen Abstimmglied (Kondensator o oder Selbstinduktionsvariometer) außer einem Feinabstimmgliede, z. B. einem kleinen Drehplattenkondensator r, noch ein mechanisch angestoßenes oder durch Uhrwerk angetriebenes, kurze Zeit in Bewegung befindliches, entsprechendes Hochfrequenzelement parallel geschaltet ist, wodurch vom Sender ein Wellenspektrum ausgestrahlt wird, also die Abstimmung vorübergehend absichtlich breit, bzw. unscharf gemacht wird (O. Scheller 1918).

Wenn als allmählich veränderliches Element ein Drehplattenkondensator benutzt ist, kann man beispielsweise einen sog. Pendelkondensator p zur Kapazität o parallel schalten, den man beim Beginn des Empfanges von Hand anstößt, und der infolgedessen die Abstimmung für das Suchen variabel gestaltet.

Man kann auch in der Weise vorgehen, daß man beim Empfänger das eine elektrische Element des geschlossenen Schwingungskreises, mit welchem die Empfangsröhre verbunden ist, periodisch von Hand variiert. Beispielsweise kann man auch hier einen Drehplattenkondensator benutzen, der von Hand hin- und hergedreht wird. Befindet man sich alsdann im Empfangsbereiche, so hört man nur an einer bestimmten Stelle während der Drehbewegungen ein Geräusch und kann sich nunmehr auf dieses Geräusch und somit auf die Welle des fernen Senders genau einstellen.

Suchanordnung für Empfänger im Röhrenverkehr (Anrufvorrichtung). Eine andere Möglichkeit besteht für den Empfänger, sich auf den fernen Sender einzustellen, in folgendem:

Digitized by Google

Die Sendestation variiert ihre Welle während des Sendens z. B. durch Drehen eines kleinen Zusatzkondensators, welcher parallel zum Hauptschwingungskondensator liegt, und macht hierdurch die Empfangsstation aufmerksam. Die letztere stellt sich nun zunächst mittels Primärempfanges auf die Sendestation ein und geht, sobald die Wellenlänge bekannt ist, auf Sekundärempfang über. Während des Abstimmens auf Sekundärempfang stellt der Empfänger den Sekundärkreiskondensator auf die neutrale Zone ein und sucht sich mit Hilfe eines Zusatzkondensator, welcher parallel zum Sekundärkreiskondensator liegt, den angenehmsten Ton für den Empfänger heraus.

Geht dann die zweite Station, also die bisherige Empfangsstation, zum Senden über, so sendet sie mit genau derselben Welle, mit der sie vorher empfangen hat, da die Schaltung so getroffen werden kann, daß sich der Zusatzkondensator beim Senden automatisch abschaltet (Lorenz, A. G.). Hat die Station *1* also auf Empfang umgeschaltet, so steht sie auf Empfang mit derselben Welle, mit der sie vorher gesandt hat, empfängt also, ohne noch weiter suchen zu müssen, sofort die Station 2. Auf gleiche Weise ist es einer dritten Station möglich, sich in den Verkehr zweier Stationen einzumischen, indem die dritte Station auch wieder durch dieses Verfahren die Möglichkeit hat, mit genau derselben Welle zu senden, die die beiden anderen Stationen benutzen.

Wechselseitiger Verkehr zweier Stationen oder Zwischensprechen in den Verkehr zweier Stationen. Der Empfänger variiert seine Primärempfangsabstimmung so lange, bis er die betreffende Station hört. Er stellt dann die Abstimmung primär auf die neutrale Zone, d. h. also denjenigen mehr oder weniger scharfen Bereich, welcher zwischen den beiden Hörbarkeitsbereichen liegt, ein, so daß der Primärempfang genau auf die ferne Sendewelle abgestimmt ist, geht sodann auf Sekundärempfang über, stellt den Sekundärkondensator auch wieder auf die neutrale Zone ein, und den Ton durch Einstellung des Zusatzkondensators.

Erkennt man, daß der ferne Sender auf Empfang übergegangen ist, so schaltet man selbst auf Senden und hat dann genau die Sendewelle, die der ferne Sender benutzt hat, kann also damit rechnen, daß, wenn man den fernen Sender mit dieser Welle anruft, man auch genau seine Empfangsabstimmung hat.

e) Energiezufuhr zum Detektor.

a) Kopplung der Kreise.

Je größer die dem Detektor zugeführte Energie ist, um so größer ist die Lautstärke im Empfangstelephon — allgemein die Wirkung im Indikationsinstrument — und um so größer ist die Reichweite. Da jedoch dem Verlangen, die dem Detektor zugeführte Energie groß zu gestalten, diametral die Abstimmschärfe gegenübersteht, muß man im allgemeinen einen Mittelweg einschlagen. Dieses gilt sinngemäß auch für Hochfrequenzverstärker-Empfänger ev. mit Niederfrequenzverstärkung.

Wesentlich ist es, daß die Kopplung des Detektors mit dem Empfangskreise richtig gewählt wird, insbesondere auch bei Empfang mit Sekundär- oder Tertiärsystemen. Hier spielt das Verhältnis der dem Detektor zugeführten Energie, im Vergleich zu der pro Schwingung vorhandenen Energie, eine wesentliche Rolle.

Im Hinblick auf zahlreiche Einstellungs- und Variationsmöglichkeiten ist man ferner gezwungen, die günstigste Detektorkopplung von Fall zu Fall empirisch zu ermitteln.

Im allgemeinen sind zwei Kopplungsarten des Detektors in Anwendung: Die galvanische, konduktive Ankopplung und der aperiodische Kreis.

Digitized by Google

β) Galvanische (konduktive) Detektorankopplung.

Die erstere besteht darin, daß man den Detektor mit einer Spule mittels einem oder zwei veränderlichen Kontakten verbindet, wobei die Spule ihrerseits direkt in der Antenne liegt oder mit der Antenne gekoppelt ist (z. B. Abb. 532, S. 487). Der Detektor wird möglichst nach dem Strombauch der Gesamtanordnung hin gekoppelt (z. B. Abb. 536, S. 489), und es kann z. B. für die variable Ankopplung ein Stufenschalter *g* (Abb. 534, S. 488) benutzt werden, oder man verwendet eine Schiebespule. Man erspart hierbei eine besondere Spule, da man direkt die Spule des Schwingungssystems nehmen kann, hat allerdings auch nicht den Vorteil, die Kopplung so fein einregulieren zu können wie bei einer induktiven Kopplungsanordnung.

γ) Aperiodischer Detektorkreis.

Die andere Möglichkeit ist die, daß man den Detektor in einen besonderen „aperiodischen Detektorkreis" hineinlegt. Dieser Detektorkreis ist infolge des hohen Detektorwiderstandes (im Durchschnitt etwa 1500 Ohm [1])) kein Schwingungssystem, sondern vielmehr ein „aperiodischer Kreis", welcher lediglich die Funktion hat, dem Detektor die von ihm gebrauchte Energie zuzuführen.

Der große Vorteil des aperiodischen Detektorkreises (z. B. Abb. 535 und 536, S. 489) besteht darin, daß derselbe ohne Nachregulierung seiner elektrischen Konstanten für jede beliebige Wellenlänge des Empfangsschwingungskreises paßt, wobei man ferner in einfachster und raschester Weise die günstigste Detektorkopplung finden kann, indem man z. B. die Spulen *g* und *e* einander mehr nähert oder entfernt, bzw. mehr oder weniger ineinandersteckt.

Die dem Detektor zugeführte Energie hängt beim aperiodischen Detektorkreise davon ab, welche Energie das System, mit dem der aperiodische Kreis gekoppelt ist, also vielfach das Sekundärsystem, selbst von der Antenne erhält.

C. Indikatoren für Hör- und Schreibempfang.

a) Anwendungsgebiete für Hör- und Schreibempfang. Wirkungsgrad der Kombination: Detektor-Indikationsinstrument.

Die mit dem Detektor, Tikker oder der Röhre nachgewiesenen Schwingungen, welche diesen durch die Empfangsantenne und den Empfänger zugeführt sind, müssen in irgend einer Weise den Sinnesorganen bemerkbar gemacht werden.

Es sind hierzu zwei Verfahren in Anwendung:

1. der Hörempfang und
2. der Schreibempfang.

Der erstere hat infolge der Verwendung tönender Funkensignale und des tönenden Schwebungsempfanges bei ungedämpften Schwingungen den ursprünglich fast allein in Form des Kohärer-Morseschreibempfanges benutzten Schreibempfang verdrängt. Hingegen dürfte für Schnelltelegraphie der Schreibempfang (mit Saitengalvanometer oder Grammophonschreiber) allein in betracht kommen, da bei Wortgeschwindigkeiten über 30 Worte pro Minute mit dem Gehör niemand mehr folgen kann.

Beiden Verfahren ist der außerordentlich schlechte Wirkungsgrad eigen. Die elektrische Energie der aufgenommenen Schwingungen muß durch den Detektor in Wärme, chemische Wirkungen usw. umgesetzt werden; diese ihrer-

[1]) Die vielfach benutzten Kristalldetektoren, z. B. Rotzinkerz-Kupferkies, haben allerdings einen sehr viel kleineren Widerstand (ca. 250 Ohm).

Digitized by Google

seits wird im Indikationsinstrument wieder in elektrische Energie umgesetzt, wodurch ein akustischer, mechanischer Effekt usw. hervorgebracht wird.

Bei dieser oftmaligen Umwandlung geht selbstverständlich, insbesondere da die einzelnen Faktoren zum Teil nur einen sehr geringen Eigenwirkungsgrad besitzen, sehr viel Energie verloren. Der Gesamtwirkungsgrad ist daher gering.

Auf günstigere Verhältnisse kommt man, wenn man anstelle des Detektors eine der weiter unten stehenden Tikkerschaltungen oder besser noch eine Röhrenschaltung (Audion-Ultraaudion, Schwebungsempfang) anwendet.

Zum Hör- und Schreibempfang kommt bei manchen Stationen (sehr starke Motorgeräusche) noch als drittes der optische Empfang hinzu.

b) Hörempfang.

a) Hörempfang mit selbsterregendem Detektor.

Abgesehen von den Körner-Kohärern sind sämtliche andere Detektoren „selbstentfrittend", d. h. sie gehen sofort nach Aufhören der Welleneinwirkung auf ihren hohen Anfangswiderstand zurück. Bei allen diesen Detektoren ist der Hörempfang sehr einfach, indem der Detektor mit einem Telephon, welches im allgemeinen hohe Amperewindungszahl besitzen soll, um den außerordentlich feinen Strom des Detektors gut auszunutzen, in Serie geschaltet wird (siehe Abb. 549). Diese Abbildung, ebenso wie die folgenden stellt nur die Kombination von Detektor und Blockkondensator dar, welche in irgend einer der erwähnten Schaltungen mit dem eigentlichen Empfangssystem (Selbstinduktionsspule) verbunden wird. Zweckmäßig wird diese Verbindung variabel gemacht, um die günstigste Kopplung von Fall zu Fall empirisch festzustellen. Um zu verhindern, daß sich der ganze Strom des Detektors durch die Windungen des Telephons *b* kurzschließt, wird zweckmäßig ein elektrisch großer Blockierungskondensator *c* parallel zum Telephon geschaltet, welcher für die Schwingungen einen Kurzschluß darstellt. Beim Zeichengeben hört man alsdann im Telephon entsprechend den übermittelten Morsezeichen ein kürzeres Rauschen oder Tönen usw. bei Punkten, und ein entsprechend längeres Rauschen usw. bei Strichen.

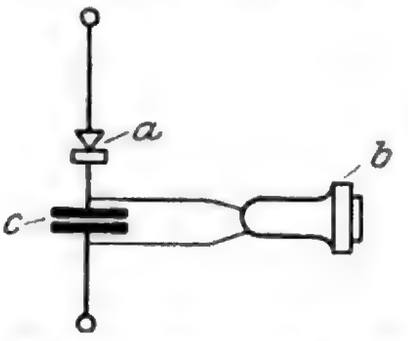


Abb. 549. Kombination von Detektor und Blockkondensator mit parallel geschaltetem Telephon.

Die Größe des Parallelkondensators zum Telephon ist im übrigen nicht ganz willkürlich. Man findet vielmehr ein gewisses Optimum in Abhängigkeit vom Ohmschen Widerstand des Detektors und vom Widerstand des Telephons (Amperewindungszahl).

Es ist aber zu beachten, daß die im allgemeinen verdrallten Telephonzuleitungsschnüre eine recht erhebliche Kapazität bereits darstellen, welche als Zusatzkapazität zum Parallelkondensator in Rechnung zu ziehen ist.

Für einen Kristalldetektor mit niedrigem Widerstand von ca. 200—500 Ohm (Rotzinkerzdetektor) und einen Telephonwiderstand von 1000 Ohm ergibt sich als günstigster Kapazitätswert des Parallelkondensators für kleine und mittlere Wellenlängen ein solcher von ca. 10 000 cm.

Für einen Detektor mit größerem Widerstand, und zwar in der Größenordnung von etwa 4000 Ohm (Siliziumdetektor), und für einen Telephonwiderstand von 2000 Ohm soll sich ein Optimum bei 4000 cm Parallelkapazität ergeben.

Digitized by Google

Sofern anstelle des Telephons ein Galvanometer als Indikationsinstrument benutzt wird, wählt man vorteilhaft den Parallelkondensator größer, und zwar etwa in der Größenordnung zwischen 20 000 cm und 400 000 cm.

In welcher Weise die Empfangsenergie im Telephon nutzbar gemacht wird, hängt einerseits von der Art der Anschaltung des Telephons und den vorhandenen Widerständen, andererseits von den Qualitäten des Detektors ab.

Zweigt man z. B. das Telephon direkt vom Detektor ab, und besitzt der Detektor Ventileigenschaften, so wird die eine Halbwelle der Empfangsenergie durch den Detektor dem Telephon aufgedrückt, während die andere Halbwelle direkt dem Telephon zugeführt wird.

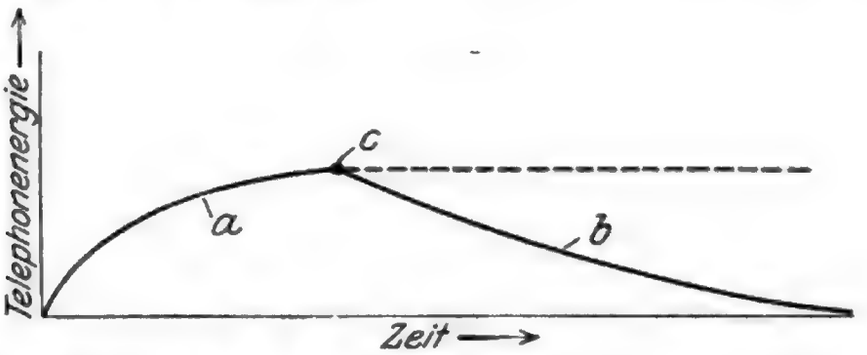


Abb. 550. Energiekurve für das vom Blockkondensator abgezweigte Telephon.

In der Praxis werden außer den mehr und mehr in Aufnahme kommenden Röhren nur Thermodetektoren verwendet, welche Ventilwirkung besitzen. Alsdann wird fast regelmäßig das Telephon vom Blockkondensator abgezweigt, wie dies die Abb. 549 darstellt. In diesem Falle entspricht die Energiekurve etwa Abb. 550.

In dem Kurvenast *a* wächst die Energie entsprechend der Helmholtzschen Gleichung und würde den punktierten Verlauf einnehmen, wenn nicht ein bestimmter Prozentsatz im Telephon selbst verbraucht würde.

Infolge dieses Verbrauches tritt die Kurvengestaltung *b* auf, welche den Verlauf einer Dämpfungskurve besitzt. Der Knickpunkt *c* wird entsprechend den vorhandenen Verhältnissen mehr oder weniger stark ausgeprägt sein.

β) Potentiometerschaltung.

Sofern der benutzte Detektor keine oder eine zu geringe Eigenerregung besitzt und infolgedessen eine Hilfsspannung aufgedrückt erhalten muß, braucht an der Schaltung von Abb. 549 nichts geändert zu werden. Man kann jedoch auch die Hilfsstromquelle, den Detektor und das Telephon zu einem Kreise zusammenschalten, wobei alsdann an den Detektor das Empfangssystem angeschlossen wird.

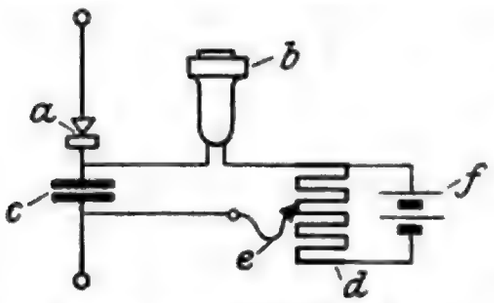


Abb. 551. Potentiometerschaltung.

Vorteilhaft und häufig angewandt in derartigen Fällen, wo man dem Detektor eine regulierbare Hilfsspannung aufdrücken will, ist die sogenannte „Potentiometerschaltung", von welcher Abb. 551 eine Ausführungsform von Telefunken (1906) darstellt. *d f* ist das Potentiometer, und mittels des verschiebbaren Kontaktes *e* kann im Bereiche der Batteriespannung *f* jede beliebige Spannung dem Detektor *a* aufgedrückt werden.

Digitized by Google

γ) Einschaltung von Drosselspulen.

Anstelle des Blockierungskondensators c wurden früher in die Zuleitungen zum Potentiometer Drosselspulen geschaltet, welche jedoch u. a. den Nachteil ergeben können, daß sie mitschwingen und Energie verzehren können. Selbstverständlich dürfen dieselben aus diesem Grunde auch keine Eisenkerne enthalten, sondern müssen vielmehr reine Luftdrosseln sein. Aber auch dann, wenn man sie sehr groß macht, ist, insbesondere bei Verwendung großer Wellenlängen, die Gefahr nicht ausgeschlossen, daß sie ins Mitschwingen geraten.

In jedem Falle sind anstelle von Drosselspulen Blockierungskondensatoren genügender Größe vorzuziehen.

c) Abstimmung des Telephonkreises auf Audionfrequenzen (E. H. Armstrong 1915).

Solange das Telephon mit dem Detektorkreise, beispielsweise einem solchen mit Kristalldetektor, über einen Blockkondensator verbunden war, kam selbstverständlich eine eigene Abstimmung des Telephonkreises nicht inbetracht. Lediglich eine akustische oder elektrisch günstigste Dimensionierung des Telephons selbst ist häufig versucht worden durch entsprechende Bemessung des Ohmschen Widerstandes oder der Formgebung der Membran, der Hörmuschel usw., wobei sich bestimmte günstigste Normen herausgestellt hatten. (Siehe auch II, S. 237.)

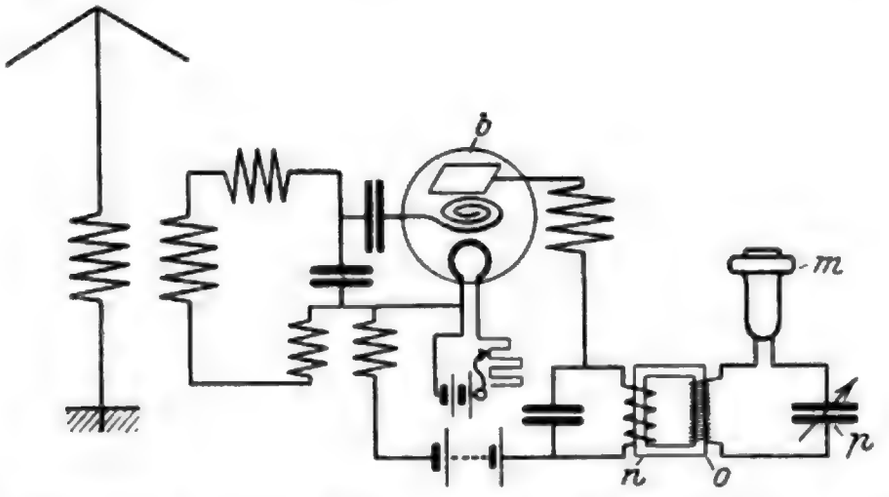


Abb. 552. Abstimmung des mittels eines Transformators ausgekoppelten Telephonkreises auf Audionfrequenzen.

Eine eigentliche Abstimmung des Telephonkreises auf Audiofrequenzen ist erst inbetracht gekommen durch Einführung der Röhre für Empfangszwecke. Die beiden Anordnungen von E. H. Armstrong (1915) sind hierfür vorgeschlagen worden. Bei der zuerst angegebenen Schaltung gemäß Abb. 552 ist das Telephon m induktiv über einen eisengeschlossenen Transformator $n\,o$ mit dem Anodenkreise der Audionempfangsröhre b verbunden. p ist ein veränderlicher Kondensator, um den Kreis $m\,o\,p$ auf die Audionfrequenz abzustimmen. Um diese Abstimmung bei dem sehr großen Widerstand des direkt eingeschalteten Telephons überhaupt bewirken zu können, ist es erforderlich, die Selbstinduktion der sekundären Transformatorspule o sehr groß zu wählen. Im übrigen wird die Abstimmung besten Falls nur äußerst flach zu erhalten sein.

Diese Nachteile sind bei der zweiten Anordnung von Armstrong gemäß Abb. 553 behoben. Es ist hierbei das Telephon m in den Anodenkreis eines zweiten Audions geschaltet, ohne daß hierdurch die Dämpfung dieses Kreises

Digitized by Google

wesentlich erhöht zu werden braucht. Die zur Verwendung gelangenden Selbstinduktionen besitzen hierbei praktisch brauchbare Größen. Bemerkenswert ist im übrigen, daß, um die Kopplung der Transformatorspulen *n* und *o* lose zu machen, mit den auf die Audionfrequenz abzustimmenden Größen *o p* noch eine besondere Selbstinduktion *q* verbunden ist.

Wenn E. H. Armstrong noch 1915 befürchten mußte, daß eine derartige Schaltung eine zu scharfe Abstimmung ergibt, da sowohl der Empfangsschwingungskreis auf Radiofrequenz als der Telephonkreis auf Audionfrequenz abgestimmt werden, und da die geringen Schwankungen der Frequenz der vom fernen Sender ausgestrahlten Wellen Änderungen in der Schwingungszahl des Empfängers hervorrufen, durch welche dieser für den scharf abgestimmten Audionfrequenzkreis unerreichbar wird, so ist diese Befürchtung heute bei den hochentwickelten Röhren- und Lichtbogensendern nicht mehr zutreffend. Insbesondere bei Benutzung nicht allzu kleiner Wellenlängen wird die Ausnutzung der Radiofrequenz und Audionfrequenz möglich sein.

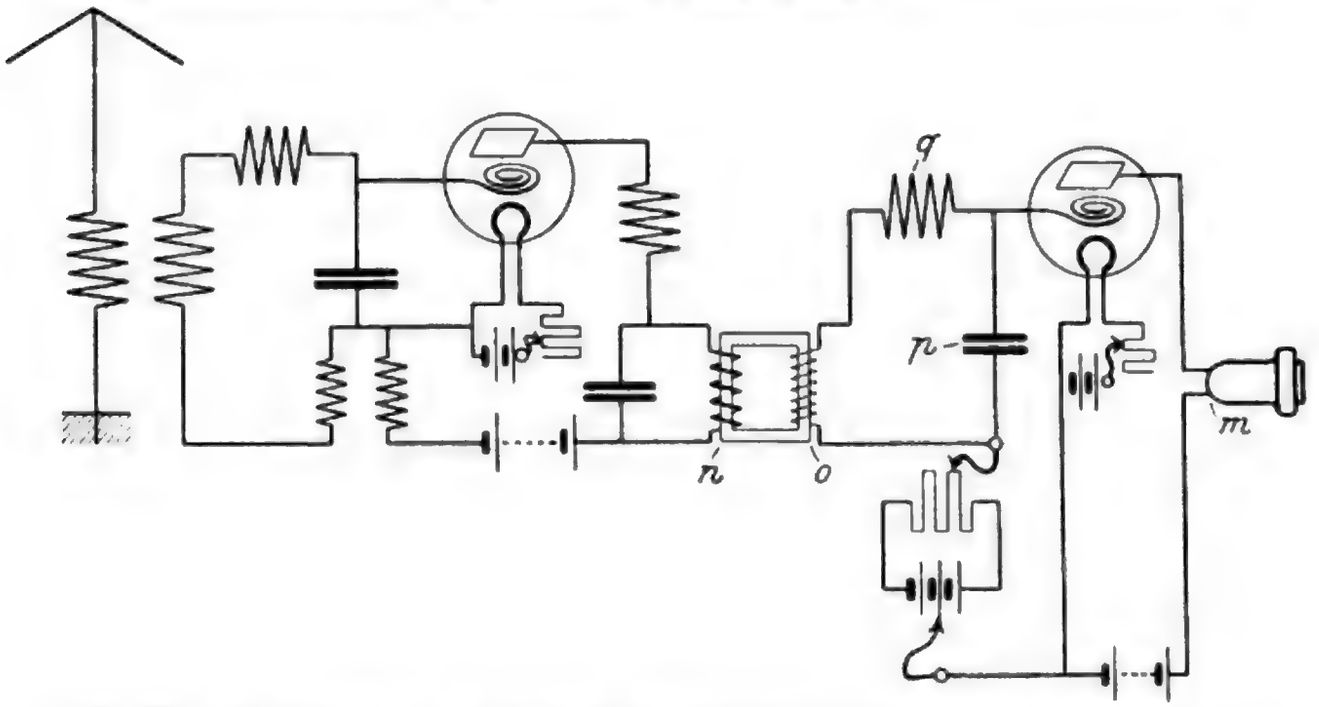


Abb. 553. Einschaltung des Telephons in den Anodenkreis eines zweiten Audions bei Abstimmung auf Audionfrequenzen.

d) Schreibempfang.

Soweit nicht ein Schnellverkehr gefordert wird, ist im allgemeinen das Bedürfnis, die aufgefangenen Telegramme mittels eines Apparates niederzuschreiben, nicht allzu groß. In einfachster und auch verhältnismäßig recht betriebssicherer Weise wird dieses nämlich dadurch bewirkt, daß der Empfangsbeamte, welcher die Zeichen abhört, dieselben direkt mit der Schreibmaschine aufschreibt. Man erhält also auf diese Weise direkt und ohne weiteres ein ausgefertigtes Telegrammformular in Schreibmaschinenschrift.

a) Kohärermorseschreibempfänger.

Beim Schreibempfang wird das Telephon durch ein Relais, Galvanometer usw. ersetzt.

Bei Verwendung eines nicht selbstentfrittenden Detektors (Körnerkohärer) muß noch ein Klopfer vorgesehen sein, um den Detektor immer wieder nichtleitend und empfänglich für neue Telegraphierzeichen zu machen.

Digitized by Google

Die Schreibempfangsschaltung für den Kohärer ist zwar gegenwärtig in dieser Form nicht mehr in Benutzung. Der Vollständigkeit und des Interesses halber ist sie jedoch in Abb. 554 wiedergegeben, insbesondere, da sie mit einigen Abänderungen beim Röhren-Morseschreiber wieder aufgelebt ist. Der

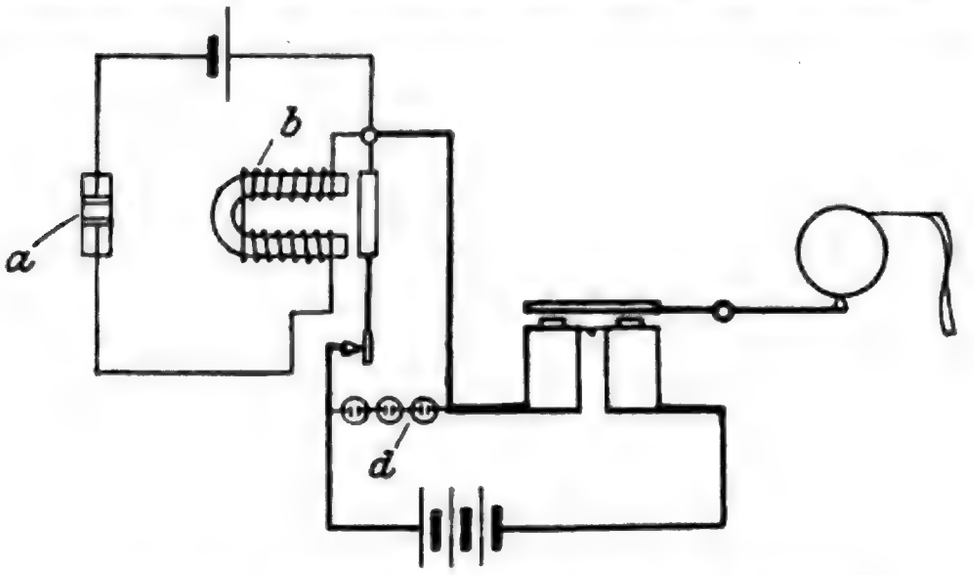


Abb. 554. Schreibempfangsschaltung für den Kohärer.

Fritter *a* betätigt, nachdem er durch die Empfangsschwingungen leitend geworden ist, das Relais *b*, welches seinerseits den Stromkreis des Morseschreibers schließt. *d* sind Löschmittel für die kleinen, sich etwa ausbildenden Fünkchen. Der zum Körnerkohärer *a* gehörende Klopfer ist z. B. in Abb. 15, S. 32, wiedergegeben.

β) Detektor-Saitengalvanometer-Schreibempfänger.

Für einen selbstentfrittenden Detektor, siehe z. B. einen Kristalldetektor, stellt Abb. 555 den Schreibempfang schematisch dar. Hierbei ist ein Fadengalvanometer *g* verwendet. *h* ist ein parallel zum Faden geschalteter regulierbarer Entladungs- und Schutzwiderstand.

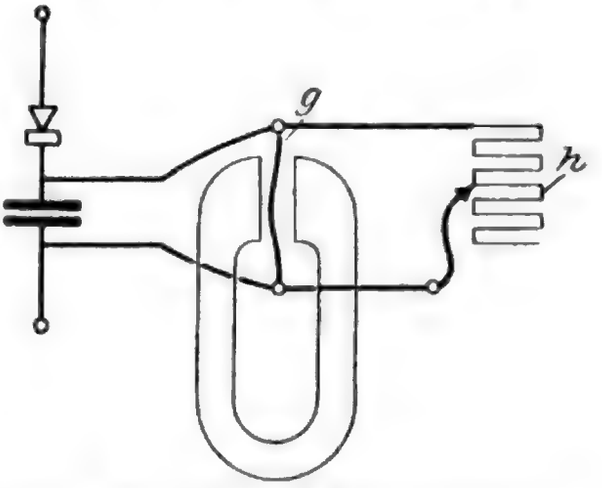


Abb. 555. Detektor-Saitengalvanometer-Schreibempfänger.

γ) Phonographenempfangsschreiber.

Nachdem es gelungen ist, brauchbare Lautverstärker zu bauen, bietet die Registrierung durch den Phonographen wohl die beste Schreibempfangsmöglichkeit, insbesondere auch für den Schnellverkehr.

Unter Benutzung eines Heterodyntelephons stellt sich die Anordnung schematisch nach R. A. Fessenden (1907) gemäß Abb. 556 dar, wobei angenommen ist, daß die durch den Lautverstärker entsprechend verstärkten Schwingungen dem Heterodyntelephon zugeführt werden. *a* ist eine kleine, mit der Telephonmembran *b* verbundene Spule mit Eisenkern, welche von den verstärkten Empfangsschwingungen durchflossen wird. *c* ist eine axial zur Spule *a* angeordnete Elektromagnetspule, welche von einer Hochfrequenzquelle *d* aus gespeist wird,

Digitized by Google

und wobei die Frequenz dieser Schwingungen um die Schwebungsfrequenz gegen die Frequenz der ankommenden Wellen differiert.

Die Schwingungen der Membran *b*, welche dieser Schwebungsfrequenz entsprechen, wirken auf einen Phonographen *e* oder ein Poulsensches Telegraphon ein, wobei in ersterem Falle der Stift *f* die Empfangsschwingungen auf der Walze *g* markiert.

Abgesehen von der Empfangsenergie ist also der Schnellverkehr von anderen Größen unabhängig, da die Massenbeschleunigung des Stiftes *f* sehr hoch sein kann.

Das Abhören der auf der Walze *g* aufgeschriebenen Telegramme erfolgt dadurch, daß man sie entsprechend langsam laufen läßt und in bekannter Weise die Zeichen mittels einer Schalldose und Gehörschläuchen *h* widergibt.

Anstelle des bisher keine große Empfindlichkeit besitzenden Heterodyntelephons kann man selbstverständlich auch jeden anderen geeigneten Detektor, z. B. Schwebungsempfang mittels Röhre, benutzen und unter eventuell nochmaliger Verstärkung auf die Schalldose des Phonographen einwirken lassen.

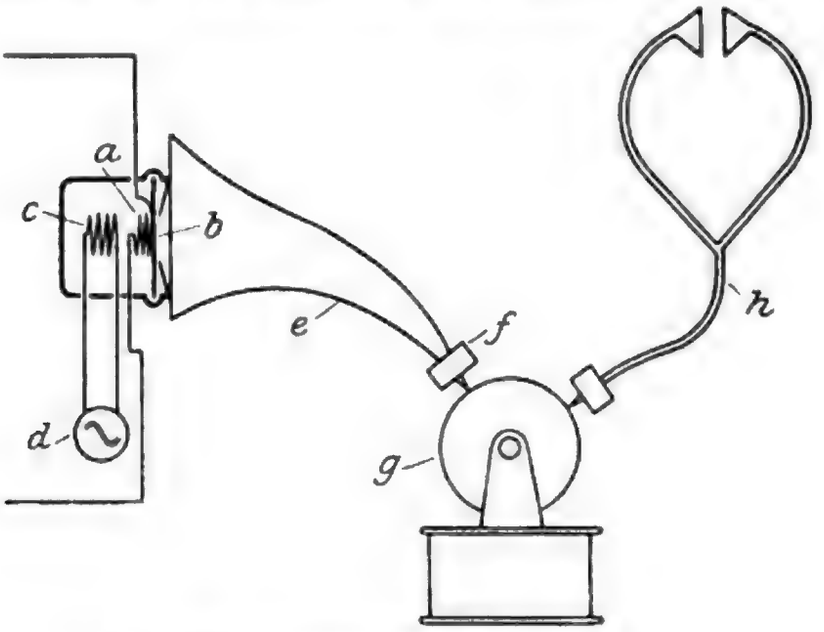


Abb. 556. Phonographenempfangsschreiber.

e) Optischer Empfang.

Wenn es sich darum handelt, entweder besonders schwache Morsezeichen, ohne daß eine Verstärkungsmöglichkeit vorliegt, noch bemerkbar zu machen, oder wenn die Lautstärke der Morsezeichen an sich zwar ausreichend wäre, jedoch infolge von Geräuschen wie z. B. Motorgeräuschen bei Fliegerstationen nicht richtig zum Ausdruck gelangen kann, so kann man auch anstelle des akustischen Empfanges mittels des Telephons bei einigen Detektor- und Empfangsanordnungen einen optischen Empfang verwirklichen. Dieses ist z. B. möglich beim Röhrenempfang, selbstverständlich unter Benutzung von Lautverstärkern (zweckmäßig Hochfrequenzverstärkung).

Eine andere Anordnung, noch brauchbar empfangen zu können, insbesondere wenn der Empfang durch starke Geräusche beeinträchtigt wird, besteht darin, daß man mit sogenanntem Starktonsummer empfängt. Die Einrichtung kann hierbei beispielsweise so getroffen werden, daß mittels eines Lautverstärkers ein Relais betätigt wird, welches seinerseits eine entsprechend starktonige Sirene einschaltet.

Digitized by Google

D. Empfang ungedämpfter Schwingungen.

a) Unterbrecher-(Tikker-)Empfänger.

α) Detektor-Tikkerschaltungen.

Notwendige Unterbrechungseinrichtung bei kontinuierlichen Schwingungen. Alle bisher betrachteten Empfangsschaltungen waren, vielleicht abgesehen von einigen Röhrenschaltungen, für den Empfang gedämpfter Schwingungen, bei welchen zwischen den einzelnen Wellenzügen Pausen vorhanden waren, und mindestens solange deren Frequenz in akustisch gut hörbarem Bereiche lag, geeignet.

Wollte man mit einer Empfangsschaltung, etwa entsprechend Abb. 534, S. 488, kontinuierliche Schwingungen abhören, so würde dies daran scheitern, daß infolge der Kontinuität der Schwingungen beim Einsetzen derselben die Membran angezogen und erst beim Aufhören der Schwingungen wieder infolge ihrer Elastizität in ihre Ruhelage zurückkehren würde. Man würde beim Einsetzen der Schwingungen und Aufhören derselben nur ein Knacken hören, und es würde also nicht möglich sein, Morsepunkte von Morsestrichen zu unterscheiden, da die längere oder kürzere Einwirkung elektrischer Wellen auf das Empfangstelephon ohne verschiedenartigen Einfluß sein würde.

Hingegen würde es mit einer derartigen Anordnung, welche selbstverständlich möglichst gering gedämpft zu gestalten wäre, ohne weiteres möglich sein, einen Schreibempfang herzustellen, wie dies auch tatsächlich geschieht, indem an Stelle des Telephons als Indikationsinstrument ein Saitengalvanometer (Lichtschreiber, schematisch Abb. 555) verwendet wird.

Für den Hörempfang kontinuierlicher Schwingungen ist daher im Empfänger eine Einrichtung erforderlich, welche die kontinuierlichen Wellen zerteilt und für den Telephonempfang hörbar macht.

Es wird alsdann im Empfangstelephon direkt die Zahl der Unterbrechungen des Unterbrechers wahrgenommen. Unter Anwendung besonderer Mittel, welche allerdings entweder mechanisch bisher recht kompliziert wurden oder aber an Betriebssicherheit zu wünschen übrig ließen, ist es möglich, die Unterbrechungszahl bis in den Bereich der musikalisch hörbaren Schwingungen zu steigern, was an sich keine Steigerung der Empfindlichkeit des Tikkerempfangs bedeutet, wohl aber eine Annehmlichkeit darstellt, um die empfangenen Schwingungen aus den atmosphärischen Störungen herauszuhören.

Es ist eigentümlich, daß derartige Anordnungen bereits vorgeschlagen wurden, bevor man überhaupt in der Lage war, kontinuierliche Senderschwingungen zu erzeugen.

Teslas Synchronunterbrecher. So hat schon Tesla (1901) eine derartige Anordnung angegeben, bei welcher die aufgefangene Energie in Form einer statischen Ladung in einem Kondensator angesammelt wurde. Zur Gleichrichtung der wechselnden elektrischen Impulse sollte alsdann ein rotierender Gleichrichter verwendet werden, welchem die unerfüllbare Aufgabe zuerteilt war, synchron und in Phase mit den ankommenden Schwingungen zu rotieren und hierdurch den Kondensator aufzuladen. Ein zweiter, ähnlich ausgeführter rotierender Unterbrecher sollte alsdann die Kondensatorenenergie stoßweise auf das Telephon übertragen.

Die Ausführung dieser Anordnung scheiterte selbstverständlich schon an der Forderung, daß der Gleichrichter synchron und in Phase mit den ankommenden Schwingungen arbeiten sollte.

Unterbrecherschaltung von Shoemaker-Snook. Später haben Shoemaker und Snook (1903) eine Unterbrechereinrichtung angegeben, welche mit den

Digitized by Google

nachstehend beschriebenen Detektor-Tikkerschaltungen eine gewisse Ähnlichkeit besitzt.

Shoemaker und Snook waren sich aber offenbar über die Wirkung selbst nicht klar, denn sie ließen den unbedingt erforderlichen Blockierungskondensator fort und wollten nach ihren eigenen Angaben im übrigen nur verhindern, daß während eines Morsezeichens (Strich oder Punkt) die Membran des Telephons angezogen blieb, d. h. sie wollten Striche von Punkten überhaupt unterscheiden können.

Poulsens Rotationskondensatorempfänger. Den Ausgangspunkt der praktisch brauchbaren Tikker-Empfangsanordnungen (1904), welche von V. Poulsen angegeben wurden, und die fast sämtlich von Poulsen und Pedersen herrühren, bildet ein Kondensatorempfänger, der aus Kapazität und Selbstinduktion besteht, und wobei der Kondensator so ausgeführt ist, daß nach erfolgter Ladung desselben die Kapazität z. B. durch Entfernung der Platten voneinander verringert wird, also die Spannung steigt, und daß alsdann erst der Detektor mit dem Empfangssystem verbunden wird. Dies kann so ausgeführt sein, daß eine Kondensatorplattengruppe fest, die andere beweglich ausgeführt ist, und daß die zweite Plattengruppe hin- und herbewegt wird, wobei sie in der Grenzlage, in welcher die Kapazität ein Minimum ist, einen Kontakt herstellt und hierdurch den Detektor anschließt.

Die Anordnung kann aber auch so sein, daß der Kondensator einen festen und einen in diesem drehbaren Plattensatz besitzt, daß man den letzteren beständig rotieren läßt und in den Minimalstellungen der Kapazität den Detektor anschließt.

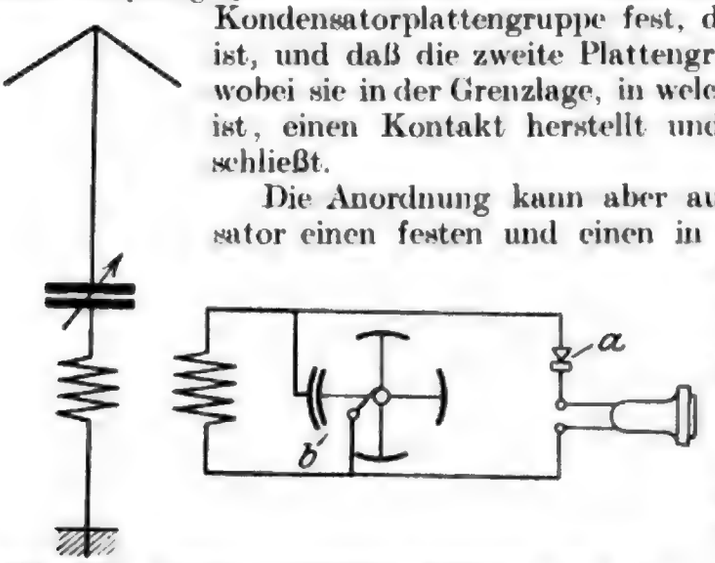


Abb. 557. Empfangsschaltung mit rotierendem Kondensator von Marconi und C. S. Franklin.

Kondensatorempfangsschaltung für Tonempfang von Marconi und C. S. Franklin. In Anlehnung an diese erste Tikker-Empfangsschaltung von Poulsen ist neuerdings (1913) von der Marconis Wireless Telegraph Co. und C. S. Franklin eine Anordnung angegeben worden, bei welcher unter Vermeidung jeglichen Tikkereffektes nur die variable Kapazitäts- oder Induktanzänderung der betreffenden Schwingungskreisgröße ausgenutzt wird.

Die Schaltung zeigt Abb. 557 und dürfte unter Benutzung der Gleichrichtereigenschaften des benutzten Detektors *a* und des rotierenden Kondensators *b* ohne weiteres verständlich sein.

Durch den Empfang der Schwingungen im abgestimmten Empfangskreise werden infolge des Gleichrichterdetektors gleichgerichtete Stromstöße, also zerhackter Gleichstrom erzeugt. Diese Stromstöße haben ihren Maximalwert, wenn alle Schwingungskreise genau abgestimmt sind, und die maximalen Stromwerte nehmen sofort ab, sobald eine geringe Verstimmung eintritt.

Diese Verstimmung wird z. B. durch Variation der drehbaren Platten des Kondensators *b* erzielt, welche so gestaltet sein müssen, daß sich die Kapazität nach einem harmonischen Gesetz, möglichst nach dem Sinusgesetz sehr rasch verändert. Es ändern sich alsdann die Gleichstromstöße ebenfalls entsprechend dem harmonischen Gesetz, und im Telephon kann ein sehr reiner Ton entstehen, dessen Höhe beliebig variabel gemacht werden kann.

Digitized by Google

Die Anordnung wird so abgestimmt, daß der Kapazitätsvariationsbereich zwischen zwei festen Grenzwerten derart liegt, daß sich die Empfangswelle z. B. in der Mittellage zwischen den beiden Grenzwerten befindet.

Diese Empfangseinrichtungen, vielleicht abgesehen von der neueren von Marconi-Franklin, haben weder elektrisch noch mechanisch genügt, da keine genügende Kapazitätsvariation zu erhalten war und die Anordnung nicht sicher genug arbeitete.

Detektor-Tikkerempfänger von Poulsen-Pedersen. Poulsen und Pedersen ersetzten daher bald den variablen Kondensator durch einen festen und brachten eine besondere Unterbrechungseinrichtung an, welcher sie die Bezeichnung „Tikker" beilegten (1905).

Die Konstruktion des Tikkers oder Unterbrechers selbst wird in II, Abb. 1081, S. 226 und Abb. 1082, S. 227 behandelt werden. Es genügt vorläufig, anzunehmen, daß der Tikker lediglich die Funktion hat, einen intermittierenden Kontakt, sei es mechanisch oder in einer anderen Weise, periodisch zu schließen und zu öffnen.

Nach Pedersen ist es günstig, in den Empfangsschwingungskreis selbst den Tikker einzuschalten und zu diesem parallel einen der oben besprochenen Detektoren, z. B. einen Kohärer, zu schalten. Auf diese Weise soll eine plötzliche Entladung durch den Detektor hindurch stattfinden. Die Anordnung hat aber den großen Nachteil, daß der Empfangskreis, der möglichst wenig gedämpft ausgeführt werden soll, sich nicht gehörig aufschaukeln kann, da dies im allgemeinen nur dann möglich ist, wenn der Kreis durch den Tikker hindurch geschlossen wird, was, da der Tikker einige hundertmal in der Sekunde öffnet und schließt, nur mit verhältnismäßig großen Unterbrechungen der Fall ist.

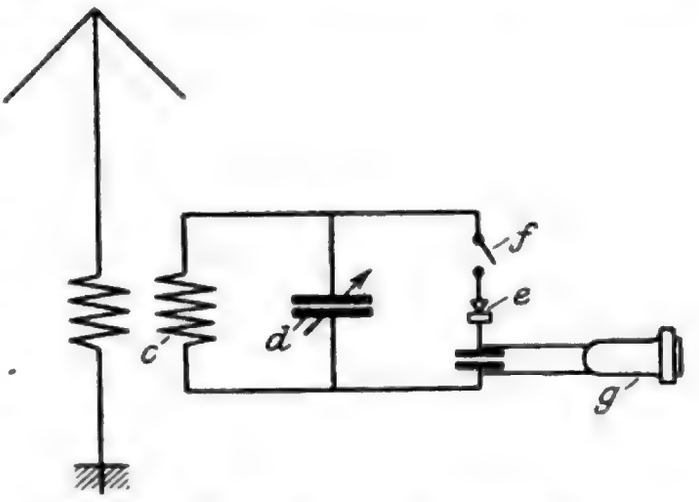


Abb. 558. Detektor-Tikkerempfänger von Poulsen-Petersen.

Erheblich besser ist die Poulsensche Empfangsschaltung, entsprechend Abb. 558, bei welcher ein möglichst schwach gedämpfter Resonanzempfangskreis *c d* angewendet wird, mit welchem periodisch ein Detektor *e* verbunden wird. Diese periodische Verbindung und Trennung wird einige hundertmal in der Sekunde durch den Tikker *f* bewirkt. Es können sich hierbei die aufgenommenen Schwingungen bis zur vollen Amplitude aufschaukeln, und es wird alsdann durch den Tikker hindurch die aufgeschaukelte Schwingungsenergie auf den Detektor und damit auf das Indikationsinstrument *g* übertragen.

Diese Anordnung ermöglicht eine ungleich bessere Abstimmung, da die Resonanzlage des fast dämpfungslosen Resonanzkreises (ohne Detektor) — es läßt sich unschwer ein $\delta < 0{,}005$ erzielen — eine sehr scharfe und genau definierte ist.

Im übrigen besitzt diese Anordnung den Vorteil, bei Anwendung eines Detektors mit Gleichrichterwirkung einen musikalisch reinen Tonempfang ungedämpfter Senderschwingungen zu ermöglichen, sofern die Unterbrechungszahl des Tikkers *f* eine genügend hohe ist. Zweckmäßig beträgt dieselbe mehr als 500 Unterbrechungen pro Sekunde bei möglichster Regelmäßigkeit, um störende Nebengeräusche zu vermeiden.

Digitized by Google

Weitere von Poulsen angegebene Tikkerempfangsanordnungen bestehen darin, daß der Kreis, mit welchem der Detektor verbunden ist, bzw. in den er eingeschaltet ist, periodisch eine Variation seiner Frequenz erfährt, um eine Veränderung in der Beeinflussung des Detektors herbeizuführen. Diese Dämpfungsvariation wird durch den Tikker in der Weise bewirkt, daß dieser einen zum Resonanzkreis parallel liegenden Kreis (im einfachsten Fall einen Kondensator) an- oder abschaltet.

Tönende Empfangsanordnung mit Tikker von Telefunken. Eine andere Detektor-Unterbrecher-Schaltung von Telefunken (1908), die Abb. 559 wiedergibt, beruht auf einem etwas anderen Gedanken, ohne jedoch in der Wirkung wesentlich von der Schaltung nach Abb. 558 verschieden zu sein. Der vom Empfangssystem *ab* abgezweigte Detektor *c* soll eine Gleichrichterwirkung besitzen. *d* ist ein Blockkondensator, der durch die Empfängerschwingungen mit Hilfe des gleichrichtenden Detektors *c* aufgeladen wird. Sobald der Unterbrecher (Tikker) *e* Kontakt macht, wird der Kondensator über das Empfangstelephon *f* entladen. Es wird hierbei auf die Trägheit des Gleichrichterdetektors ankommen, ob sich der vom Detektor umgeformte Hochfrequenzstrom als pulsierender Wellenstrom oder vielmehr nur in Form von Stößen ausbilden kann. Selbstverständlich kann man den Abstand der Maximalamplituden dieses pulsierenden Wellenstroms oder der Stöße so einstellen, daß ein Ton im Empfangstelephon erzielt wird, wie dies übrigens auch mit der Schaltung nach Abb. 558 möglich ist, wenn man die Unterbrechungszahl des Unterbrechers genügend hoch wählt.

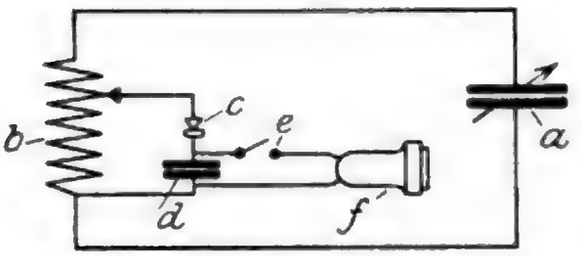


Abb. 559. Tönende Empfangsanordnung mit Tikker von Telefunken.

Der Nachteil dieser Anordnung besteht darin, daß jede hinreichend kräftige atmosphärische Störung vom Detektor aufgenommen und infolgedessen mit dieser der Blockkondensator *d* aufgeladen wird, und daß daher jede derartige Aufladung einen tönenden Empfang im Telephon *f* herbeiführt, da es ja für den Blockkondensator gleichgültig ist, woher seine Aufladungsenergie stammt.

Die Schaltung nach Abb. 558, ebenso wie die nach Abb. 559 besitzt im übrigen den Nachteil, daß der schlechte Wirkungsgrad des Detektors hinzukommt, welcher den Tikkerempfangswirkungsgrad ungünstig beeinflussen wird.

Alle vorstehenden Detektor-Tikkerschaltungen sind im allgemeinen bezüglich der Abstimmschärfe den nachfolgenden reinen Tikkerschaltungen unterlegen, da bei ersteren die durch den Detektor hinzukommende Dämpfung zu berücksichtigen ist. Hierdurch kann auch eine Verringerung der Lautstärke infolge des hinzukommenden Detektorwirkungsgrades eintreten. Im Gegensatz hierzu erscheint der einfache Tikker geradezu prädestiniert, nahezu verlustlos und somit ideal zu arbeiten. Für die Praxis hätten aber gerade die Detektor-Tikkerschaltungen, solange es noch keinen Schwebungsempfang gab, von größerer Bedeutung und Wichtigkeit sein können, da der durch sie ermöglichte tönende Empfang ungedämpfter Schwingungen für den Abhörenden auch hinsichtlich Störungen durch andere Stationen, atmosphärische Geräusche usw. von größter Bedeutung ist.

β) Reine Tikkerschaltungen. Diagramm des Schwingungsverlaufes.

Das Prinzip der reinen Tikkerschaltung besteht darin, daß in einem möglichst wenig gedämpften Schwingungssystem (Resonanzkreis) die vom Luftleiter

Digitized by Google

aufgenommene Schwingungsenergie sich aufschaukeln kann, und daß in bestimmten Momenten das Schwingungssystem direkt, und zwar ohne Zuhilfenahme eines Detektors, mit einem Indikationsinstrument (Telephon) verbunden wird.

Die sich hieraus ergebende einfachste und beste Schaltung nach Poulsen stellt Abb. 560 dar. Der Tikker *e*, in Form eines rotierenden Unterbrechers gezeichnet, ist an den Empfangsschwingungskreis *c d* unter Zwischenschaltung eines Blockkondensators *g* angeschaltet. Die Energiezuführung zum geschlossenen Schwingungskreis *c d* kann in genau derselben Weise unter Vermittlung eines Transformators *b c* geschehen wie bei den Detektorschaltungen. Im geschlossenen Schwingungskreis *c d* kann sich die Energie bis zur Maximalamplitude aufschaukeln und wird im Verhältnis zur Wellenlänge in langen Zeiträumen durch den Tikker *e* dem Telephon zugeführt, dem ein relativ großer Blockkondensator *g* (Kapazität ca. 50 000 cm) parallel geschaltet ist.

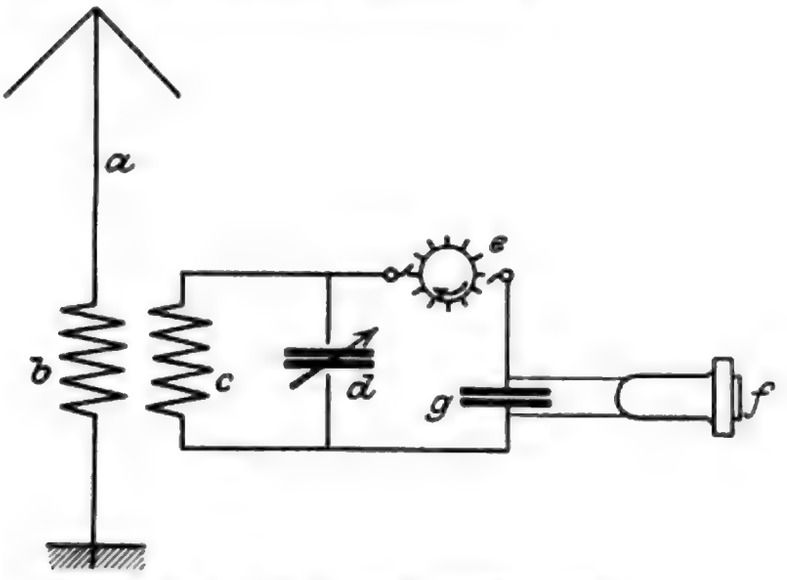


Abb. 560. Reine Tikkerschaltung.

Man ist mit dieser Anordnung also ohne weiteres imstande, die kontinuierlichen Schwingungen aufzuspeichern und zu zerteilen und hört im Telephon kürzere oder längere Morsezeichen, je nachdem ob Punkte oder Striche gegeben werden. Für das Geräusch im Telephon ist im übrigen auch hier die Unterbrecherzahl des Tikkers *e* maßgebend.

Ein Bild, wie sich der Schwingungsverlauf während einer Tikker-Öffnungs- und Schließungsperiode wahrscheinlich abspielt, unter der Annahme, daß sich der Antennenstrom und somit auch der Strom im Empfangskreise so lange aufschaukeln, bis die im Kreise verbrauchte Energie gleich der zugeführten Energie ist, gibt Abb. 561 wieder. Die in der Empfangsantenne vorhandenen Schwingungen bei ungedämpftem Empfang zeigt das oberste Diagramm 1. Zugrunde gelegt ist eine Wellenlänge von $\lambda = 10\,000$ m, d. h. also $\nu = 30\,000$ Schwingungen pro Sekunde, mithin also 300 Schwingungen in $^1/_{100}$ Sekunden. Der Tikker soll sich 100mal in der Sekunde öffnen und schließen, was in der Abb. 561 durch den Abstand *a c* veranschaulicht sein soll.

Während des Zeitraumes *a b* ist der Tikkerkontakt noch geöffnet. Die Empfangsenergie kann sich daher im geschlossenen System bis zur Maximalamplitude aufschaukeln (Diagramm 2).

Im Punkt *b* schließt der Tikkerkontakt. Infolgedessen ist der elektrisch große Kondensator *g* parallel zum Schwingungskreiskondensator *d* geschaltet.

Digitized by Google

Da hierdurch eine Verstimmung des Empfangskreises bewirkt wird, hört im wesentlichen die Energienachlieferung von der Antenne auf den Empfangskreis auf. Die im Empfangskreis vorhandene Energie wandert auf den Kondensator *g*, und es wird nunmehr das Telephon *f* erregt, was entweder, wie Diagramm 3 darstellt, aperiodisch geschieht oder auch in Form einer mehr oder weniger stark gedämpften Schwingungsform erfolgen kann. Jedenfalls geht dieser Vorgang außerordentlich rasch vor sich. Für die Zeit ist lediglich der Wechselstromwiderstand des Kondensators und des Telephons maßgebend. Im übrigen macht sich der Zeitraum *b c* jedesmal im Empfangstelephon in Form des zeitlichen Aufeinanderfolgens der knackenden Geräusche bemerkbar, und zwar wahrscheinlich mehrere Male während jeder Kontakthebung.

Wollte man eine ideal gute Leitfähigkeit des Tikkerkontaktes annehmen, so würde die aufgenommene Energie zwischen ihrer elektrischen und magnetischen Form hin- und herpendeln, und es würde kein akustisch wahrnehmbarer

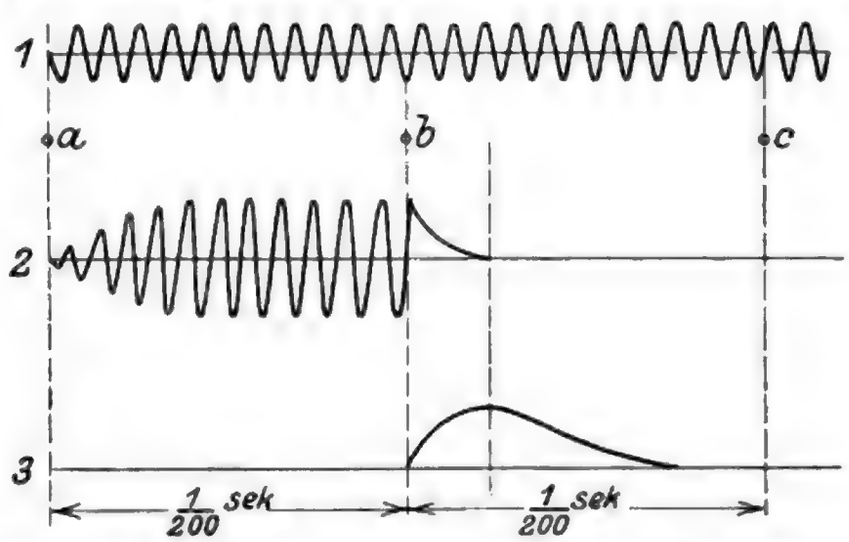


Abb. 561. Schwingungsverlauf während einer Tikker-Öffnungs- und Schließungsperiode.

Effekt erzielt werden können, da alsdann die Schwingungsenergie sich direkt über den Tikkerkontakt und die Selbstinduktion des Schwingungskreises ausgleichen würde. Man muß sich vielmehr vorstellen, daß der Tikkerkontakt einen gewissen Widerstand besitzt, welcher im übrigen nicht konstant anzusehen ist, sondern vielmehr von der durch den Kontakt geschickten Stromstärke abhängt, und welchem erst eine gewisse Spannung aufgedrückt werden muß, um überhaupt in Wirksamkeit zu treten. Diese Spannung ist zweifelsohne beim Beginn des Einsetzens der Entladung, also im hochgeschaukelten Zustande des Sekundärkreises, vorhanden.

Das Telephon wird aber bei dieser Anordnung wahllos, einmal von Strömen in der einen Richtung und das andere Mal von Strömen in der anderen Richtung kommend, erregt, da nicht, wie oben angenommen ist, in einem bestimmten Zeitmomente, und zwar nach erfolgter Aufschaukelung der Energie im Empfangskreise, die Kontaktgebung durch den Tikker hindurch erfolgt, sondern vielmehr diese Kontaktgebung vollkommen willkürlich und wahllos geschieht.

Die großen Vorteile der reinen Tikkerschaltung sind folgende:

Infolge des Fortfalles des Detektors und des durch diesen bedingten dämpfenden Widerstandes wird bei geöffnetem Tikkerkontakt dem Indikationsinstrument überhaupt keine Energie zugeführt und auch nicht verbraucht. Die Empfangsenergie kann sich daher zu hoher Amplitude aufschaukeln. Bei Kontaktgebung des Tikkers wandert die Empfangsenergie plötzlich in das Indikations-

Digitized by Google

instrument und wird hier ausgenutzt. Die infolgedessen mit dem Tikker zu erzielende Dämpfungsverminderung ist sehr erheblich. Es ist daher möglich, mit der reinen Tikkerschaltung eine wesentlich höhere Empfindlichkeit und größere Lautstärke (im Mittel ca. 4—5 mal so groß als beim reinen Detektorenempfang) bzw. eine größere Reichweite zu erzielen, wenn man z. B. zum Vergleich eine tönende Funkenstation als Sender benutzt.

Mit dem Tikker können sowohl gedämpfte als auch ungedämpfte Schwingungen empfangen werden. Beim Empfang tönender Funkensignale ist allerdings infolge der oben geschilderten Umstände, insbesondere des wahllosen Anschaltens des Telephons an den Empfangskreis, der Nachteil vorhanden, daß ein Ton im Empfänger nicht erzielt werden kann, daß vielmehr hierzu erst besondere und zum Teil recht komplizierte Einrichtungen erforderlich sind.

Die konstruktive Ausführung von Tikkern und Detektoren mit Tikkerwirkung findet sich in II, Abb. 1081 bis 1085, S. 226 ff.

Ein weiterer Nachteil aller nichttönenden Tikkerschaltungen besteht in der geringen Verstärkungsmöglichkeit der Tikkerempfangsgeräusche.

b) Schwebungsempfänger (Interferenzempfänger, Überlagerungsempfänger, Heterodynempfänger).

a) Mechanischer Schwebungsempfang (Tonrad).

Man kann die Unterbrecherzahl des Tikkers auch derart steigern, daß man schließlich einen musikalischen Ton im Empfangstelephon erhält. Man hat dann allerdings kein reines Tikkerphänomen mehr, sondern es wird vielmehr eine Erscheinung hervorgerufen, welche man zweckmäßig schon als „mechanischen Schwebungsempfang" („Synchrontikker") bezeichnet.

Eine bisher praktisch erprobte Ausführungsform des mechanischen Schwebungsempfanges ist durch das „Tonrad" von R. Goldschmidt (1911) gegeben.

Würde man die ankommenden Empfangsschwingungen in einen asynchronen Hochfrequenzgenerator hineinleiten, so würde man im Empfangstelephon ein Geräusch wahrnehmen, welchem ein Ton überlagert ist. Infolge des in einem derartigen Generator vorhandenen remanenten Magnetismus ist jedoch das hierdurch hervorgerufene sehr störende Geräusch kaum vollkommen zu beseitigen.

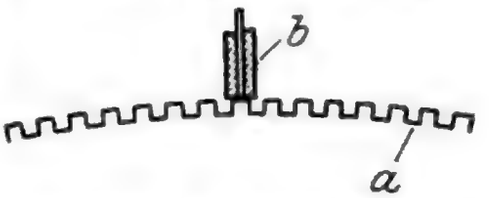


Abb. 562. Unterbrechertonrad.

Infolgedessen ist beim Tonrad Eisen vollständig vermieden, und es findet ein der Leblancschen Kommutatormaschine ähnliches Unterbrecherrad Anwendung, welches in der Hauptsache aus einer gezahnten Scheibe *a* (Abb. 562) besteht, mit welcher ein Kontaktstift *b* Kontakt macht. (Siehe auch II, S. 232.) Das Zahnrad *a*, von dem die Abbildung nur ein kleines Stück veranschaulicht, dreht sich mit großer Umfangsgeschwindigkeit. Da es indessen kaum möglich sein würde, dasselbe wirklich synchron mit der Sendemaschine, bzw. den ankommenden Wellen laufen zu lassen, ist hierauf von vornherein verzichtet und eine geringe Abweichung der Tourenzahl des Tonrades von derjenigen der Sendemaschine vorausgesetzt. Es entsteht alsdann am Kontakt, der im Gegensatz zum Peitschentikkerkontakt als ausgezeichnet angenommen werden soll, der Kommutatorscheibe, welche ebenso wie der Kontakt mit dem Empfangssystem verbunden ist, ein Wechselstrom, welcher der Differenz der Periodenzahl der ankommenden Schwingungen und der Periodenzahl, die das Zahnrad ergibt, entspricht. Der auftretende Schwingungsvorgang ist in Abb. 563 dargestellt, wobei zu beachten ist, daß infolge der Gleichmachung der Schließungsdauer (Kontaktzeit) und

Digitized by Google

der Unterbrechungszeit (Öffnungszeit) (*a* ist die Kontaktzeit, *b* die Öffnungszeit) nur die in der Abbildung schraffierten positiven und negativen Wellenzugstücke zur Geltung kommen. Diese so entstehenden Überschüsse ergeben einen Wechselstrom (in der Abbildung strichpunktiert) sehr viel niedrigerer Periodenzahl, der im Empfangstelephon direkt hörbar ist. Die Strecke *m* entspricht der Tonfrequenz und kennzeichnet somit den im Empfangstelephon hervorgerufenen Ton. Durch raschere Rotation des Tonrades kann man den Ton erhöhen, durch

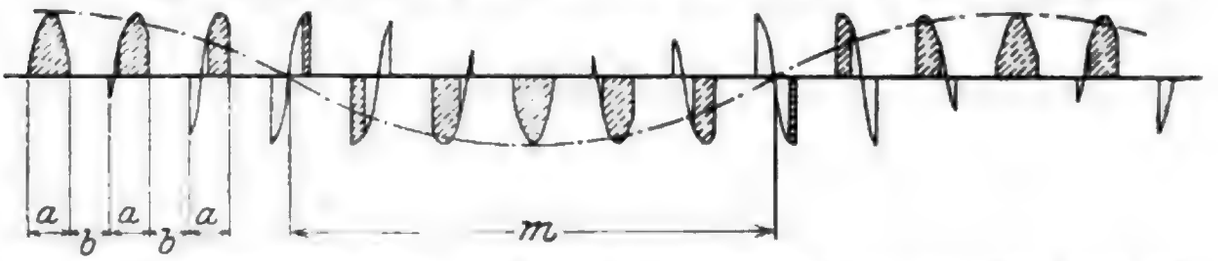


Abb. 563. Schwingungsvorgang beim Tonrad. Unterbrechungszahl annähernd gleich der Periodenzahl.

langsamere Rotation den Ton erniedrigen. Man braucht jedoch die Unterbrechungszahl des Tonrades nicht annähernd gleich der Periodenzahl der empfangenen Schwingungen zu machen, was für den Empfang kleiner Wellen sehr wichtig ist, wobei man das Tonrad sonst unzulässig rasch laufen lassen müßte.

Man kann vielmehr die Unterbrechungszahl z. B. gleich $^1/_3$ der Periodenzahl wählen, wie dies in Abb. 564 dargestellt ist. Auch hierbei erhält man eine Schwebungskurve im Bereiche der Tonfrequenz und hat im übrigen noch den Vorteil, daß sich die Stromamplitude vor jeder Kontaktgebung aufschaukeln kann.

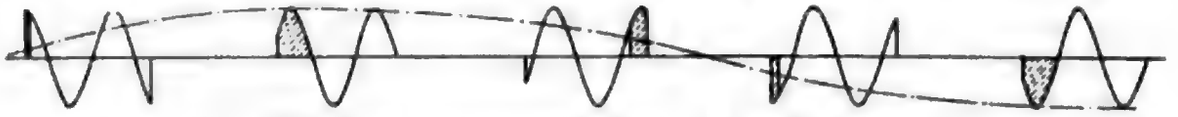


Abb. 564. Unterbrechungszahl gleich $^1/_3$ der Periodenzahl.

Die Empfindlichkeit eines derartigen, mittels Tonrades erzielten Schwebungsempfanges, ebenso wie die des elektrisch erzielten Schwebungsempfanges ist sehr groß und kommt derjenigen eines Poulsenschen Tikkers gleich.

Gegenüber letzterem ist der Vorteil vorhanden, daß man einen tönenden Empfang hat, daß man die Tonhöhe in der Empfangsstation verändern kann, und daß andere Funkensender oder atmosphärische Störungen nur als Geräusche, nicht aber als Töne wahrnehmbar sind. Auch können ungedämpfte Stationen, welche mit abweichenden Wellenlängen arbeiten, infolge der verschiedenen erzielbaren Tonwirkung im Empfangstelephon voneinander unterschieden werden.

β) Elektrischer Schwebungsempfang.

Heterodynempfänger von R. A. Fessenden. Schwingungsverlauf beim Schwebungsempfang. Ein elektrischer Schwebungsempfang ist zeitlich schon früher und zwar zuerst von R. A. Fessenden, 1902 für Erzeugung von Wellen fast gleicher Frequenz vom Sender aus und 1905 mit Erzeugung von Hilfsschwingungen fast gleicher Frequenz an der Empfangsstelle ausgeführt worden. Fessenden bezeichnete diese Anordnung als „Heterodynempfänger".

Er besteht darin, wie wir bereits in Abb. 29, S. 55 ff. gesehen haben, daß man auf der Empfangsstelle ungedämpfte Schwingungen schwacher Intensität von der Frequenz ν_2 herstellt, deren Periodenzahl gegenüber derjenigen der Sendestation ν_1 etwas verschieden ist. Man erhält alsdann Schwebungen von der Frequenz $\nu_2 - \nu_1$, welche man so einregulieren kann, daß sie einen Ton von z. B. 1000 Perioden im Empfangstelephon ergeben.

Digitized by Google

Ein Beispiel der Fessendenschen Anordnung für Erzeugung der Schwebungsfrequenz an der Empfangsstelle besteht gemäß Abb. 565 aus einer zweiphasigen Wechselstrommaschine *a*, von welcher aus die mit den Telephon-

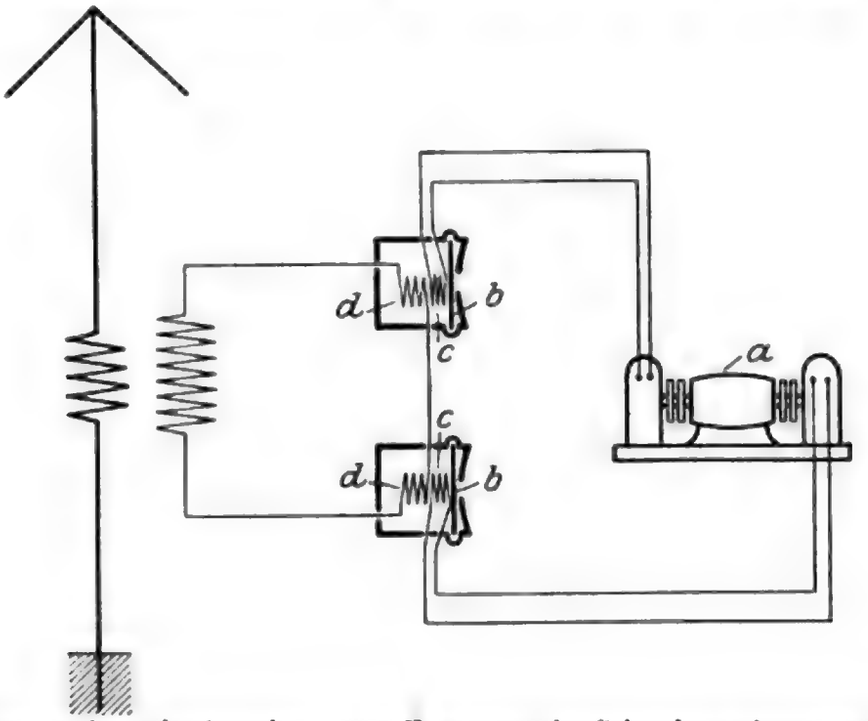


Abb. 565. Fessendensche Anordnung zur Erzeugung der Schwebungsfrequenz (Heterodynempfänger).

membranen *b* verbundenen Spulen *c* erregt werden. Durch die den Spulen *c* gegenüberstehenden Spulen *d* wird der Empfangshochfrequenzstrom hindurchgeleitet. Infolgedessen wird auf die mit der Membran *b* verbundene Spule eine periodisch sich ändernde Kraft ausgeübt, und die Membran macht diese periodischen Bewegungsänderungen mit. Sobald also eine geringe Differenz in den Frequenzen der Schwingungen in den Spulen vorhanden ist, entstehen Schwebungen und bei entsprechender Einregulierung musikalische Töne, welche die Telephonmembran von sich gibt.

Um möglichst jede Nebenwirkung durch Remanenz der Magnetkerne usw. auszuschließen, hat Fessenden die Magnete der Telephone aus dünnen Eisendrähten hergestellt. Die Telephonmembran besteht aus Glimmer, mit welcher die hochfrequenzführende Spule *c* befestigt ist.

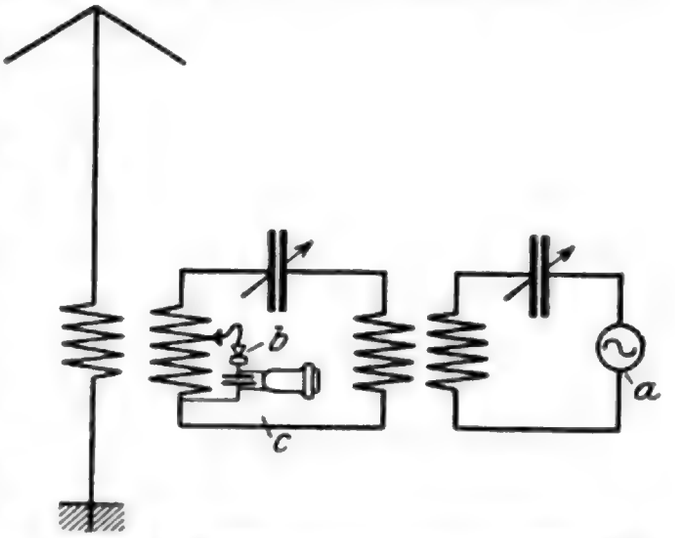


Abb. 566. Heterodynempfängerschaltung von F. K. Vreeland.

Es ist für diesen Schwebungsempfang nur erforderlich, auf der Empfangsstelle möglichst kontinuierliche Schwingungen zu erzeugen, deren Frequenz nahezu mit den von der fernen Sendestation ausgesandten Schwingungen übereinstimmt. Man wählt daher zweckmäßig eine Anordnung, etwa Abb. 566 entsprechend (F. K. Vreeland). *a* ist ein Hochfrequenzgenerator, der Schwingungen konstanter Frequenz liefert, also zweckmäßig eine Röhre. Mit dem den Detektor *b*

Digitized by Google

enthaltenden Zwischenkreis c wird empfangen. Infolge der hohen Empfindlichkeit der Empfangsanordnung braucht die Intensität der auf der Empfangsseite erzeugten Schwingungen nur gering zu sein.

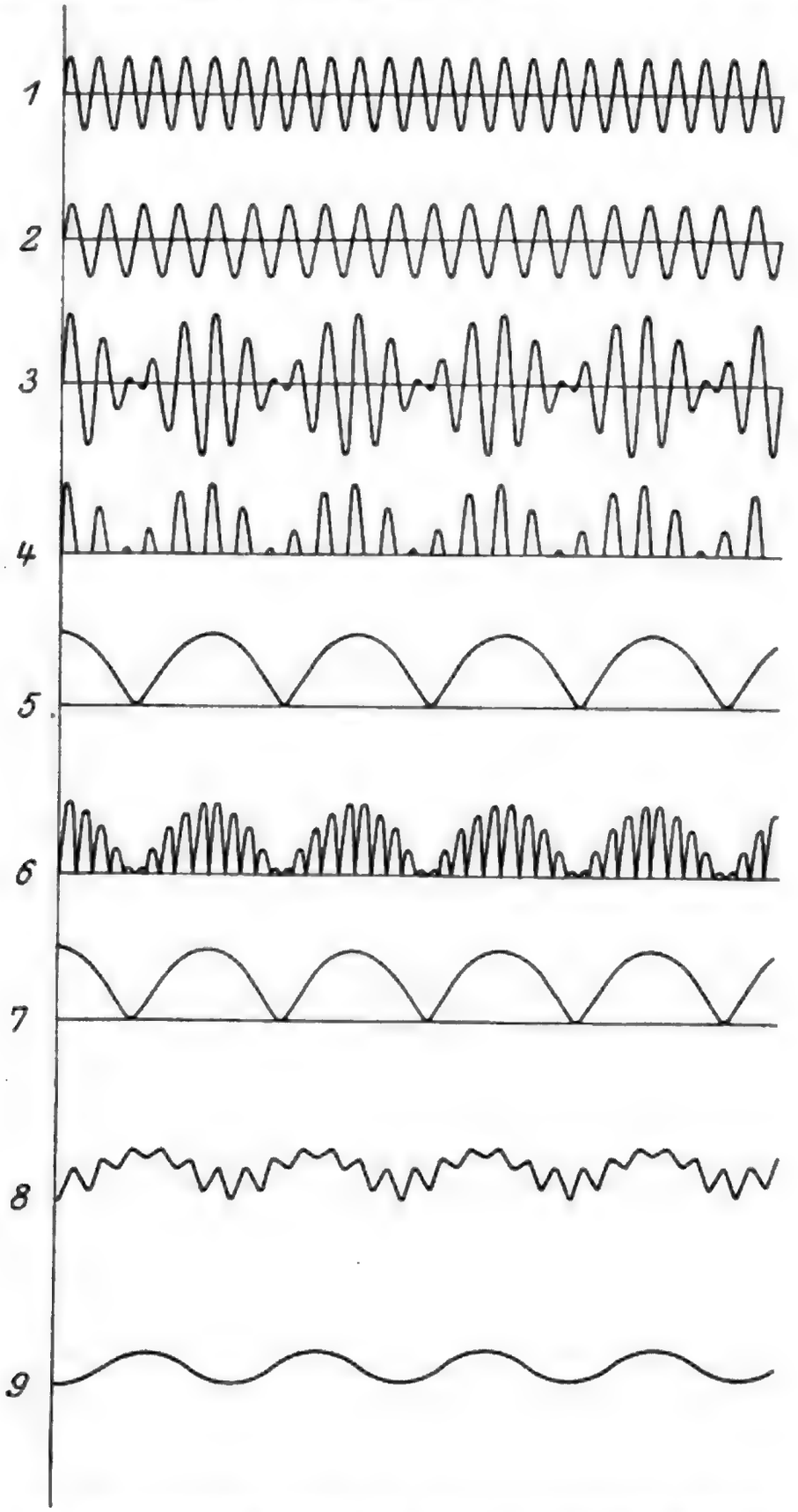


Abb. 567. Bild des Schwingungsverlaufes beim Schwebungsempfang unter Verwendung verschiedenartiger Detektoren.

Digitized by Google

Ein schematisches Bild des Schwingungsverlaufes beim Schwebungsempfang bei Benutzung verschiedenartiger Detektoren gibt Abb. 567 wieder. In dieser Abbildung stellt Diagramm 1 die von der fernen Sendestation aus empfangenen ungedämpften Wellen (ν_1) dar. Die Wechselzahl möge 100 000 in der Sekunde betragen. Im Diagramm 2 sind die durch den direkt den Empfänger induzierenden, ungedämpften Sender schwacher Energie erzeugten Wellen (ν_2), deren Periodenzahlen etwas von den Wellen des fernen Senders abweichen, wiedergegeben. Die beiden Schwingungen addieren sich algebraisch und erzeugen Schwebungen, entsprechend Diagramm 3, wobei die Schwebungsfrequenz $\nu_2 - \nu_1 = 1000$ Wechsel pro Sekunde beträgt. Durch diese Schwebungsfrequenz, entsprechend Diagramm 3, wird im Detektor des Empfängers, entsprechend den jeweiligen Detektoreigenschaften, ein Effekt ausgeübt.

Hat man einen Thermodetektor mit Ventilwirkung, und ist sein Widerstand auch in dem Sinne, in welchem die Energie durch ihn hindurchgeht, genügend groß, so erhält man ein Strombild gemäß Diagramm 4 und demzufolge einen Detektorstrom gemäß Diagramm 5, wobei regelmäßige Impulse von $^1/_{1000}$ Wechsel pro Sekunde vorhanden sind.

Hat man hingegen einen Detektor, in welchem die volle Empfangsenergie, entsprechend J^2, ausgenutzt wird, so wird, wenn der Detektor sehr rasch auf seinen Anfangswert zurückgeht, ein Bild, entsprechend Diagramm 6, entstehen. Ist hingegen die Trägheit des Detektors sehr groß, so kann sich ein Diagramm gemäß Darstellung 7 ergeben, welches also mit dem Telephonstrom für beide Fälle etwa identisch wäre.

Verwendet man als Detektor eine Röhre, so erhält man im Anodenstromkreis eine Stromkurve, etwa Diagramm 8 entsprechend, welches einen Telephonstrom ungefähr gemäß Abb. 9 zur Folge hat. Für den Lauteffekt, bzw. die erzielte Verstärkung ist die Stromamplitude der Diagramme 5, 7 und 9 maßgebend.

Schwebungsempfang mittels Röhre. Man kann hierzu fast jede Anordnung verwenden, welche einen regelmäßigen gaselektrischen Schwingungsvorgang erzeugt. Geeignet ist ein Gasdetektor, z. B. eine Audionröhre von de Forest. Mindestens ebensogut ist eine Röhre, welche mit Elektronenemission arbeitet (Hochvakuumröhre).

Diese Röhre als Hochfrequenzgenerator erzeugt Schwingungen sehr schwacher Intensität, welche bei geringer Verstimmung gegenüber den aufgefangenen Schwingungen Schwebungen hervorrufen, deren Frequenz so abgeglichen werden kann, daß der Detektor, auf den sie einwirken, einen musikalischen Ton im Empfangstelephon hervorruft.

Eine ganz besonders einfache Schaltung, welche übrigens fast identisch schon in Abb. 29, S. 54 dargestellt war, gibt Abb. 568 wieder, da hierbei die Röhre *b* sowohl als Generator der Hilfsfrequenz ν_2, als auch als Detektor dient, um den Schwebungsempfang direkt auszuführen. Außerdem wird durch Zurückschwingen der Energie auf den Erregerkreis *e* infolge der Rückkopplung noch eine meist nicht unerhebliche Verstärkung der empfangenen Schwingungen erzielt, so daß diese Schaltung ganz universell arbeitet und alle Vorteile des Schwebungsempfanges in sich vereinigt.

Beim elektrischen Schwebungsempfang mittels Röhrengenerators ist es wichtig, daß man mit Hilfe eines Summers, den man beispielsweise direkt in die Antenne einschalten kann, die Antenne erregt, ohne von ihr Energie auszustrahlen.

Abgesehen von der bereits erwähnten Vorsicht, die man wegen direkter Niederfrequenzinduktion des Summers auf den Sekundärkreis beobachten muß, ist aber beim Schwebungsempfang mittels Röhre noch besonders Vorsicht

Digitized by Google

geboten, da eventuell auftretende Oberschwingungen eine erhebliche Amplitude besitzen können und hierdurch ein falsches Bild bei der Wellenlängenmessung herbeigeführt werden kann.

Andererseits bietet diese Methode jedoch den Vorteil, daß man direkt mittels der Summerschaltung die richtige Arbeitsweise der Röhre feststellen kann. Sobald nämlich die Röhre überheizt oder nicht richtig einreguliert ist, kann eine direkte Induktion vom Summer stattfinden, und es ist alsdann eine Abstimmung des Sekundärkreises überhaupt nicht zu erzielen. Bei richtiger Einregulierung der Röhre ist hingegen eine scharf ausgeprägte Abstimmung vorhanden.

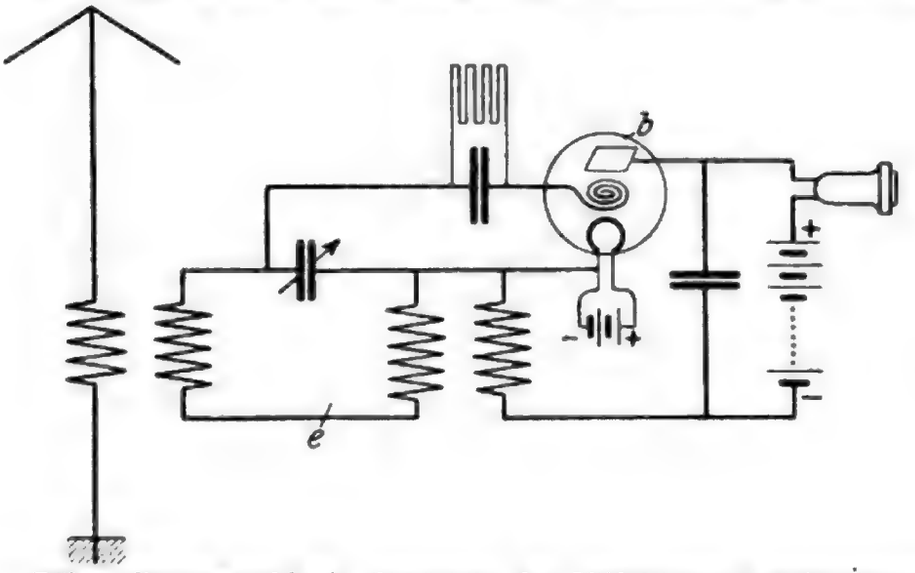


Abb. 568. Röhre dient sowohl als Generator der Hilfsfrequenz (Schwebungsempfang) als auch als Detektor.

γ) Vorteile und Nachteile des Schwebungsempfanges.

Das Schwebungsempfangsverfahren ist störungsfreier als jedes andere, da der Ton im Empfangstelephon direkt von der Schwebungsfrequenz $\nu_2 - \nu_1$ abhängig ist und bereits bei einer Wellendifferenz, welche größer ist als $^1/_{10}\,^0/_0$, was z. B. bei einer Wellenlänge von 1000 m eine Tonvariation von 1000 auf 1250 ergibt, ein Heraushören des Telegramms aus anderen ohne weiteres möglich ist. Da im übrigen die Wellenlänge der Hilfssendeapparatur auf der Empfangsseite sofort und beliebig vom Telegraphisten verändert werden kann, ist es diesem möglich, sich jeweilig den ihm passendsten Ton einzustellen, mit welchem er am störungsfreisten empfangen kann.

Allerdings hat diese hohe „Schwebungsfrequenzempfindlichkeit" des Schwebungsempfanges auch einen Nachteil im Gefolge, der nicht ganz unerheblich ist. Schwankt nämlich die Wellenlänge des fernen Senders, der empfangen werden soll, so geht der Ton im Telephon andauernd, der Schwebungsfrequenz entsprechend, auf und nieder; es kann sogar vorkommen, daß jede Tonwirkung vollkommen verschwindet, wenn bei der großen Wellenlängenschwankung die Schwebungsfrequenz so klein wird, daß sie akustisch nicht mehr hörbar ist.

Der Schwebungsempfang mit einer oder mehreren Röhren als Detektor und als Hilfsschwingungsquelle, insbesondere wenn die Rückkopplungsschaltung angewendet wird, bedeutet stets eine erhebliche Verstärkung der Empfangsschwingungen, so daß er auch bei sehr starken Geräuschen (Motorgeräuschen bei Fliegerstationen) hindurchgehört werden kann.

Gegenüber Funkensendern, atmosphärischen Störungen usw. bedeutet der Schwebungsempfang eine sehr wesentliche Verbesserung der Empfangsbedingungen, da die von den vorgenannten erzeugten, gedämpften Schwingungen

Digitized by Google

auf den Schwebungsempfangseffekt ohne Einfluß bleiben und somit überhaupt nicht oder nur selten zu stören vermögen.

Empfangsanordnung mit Radiofrequenzkreisen und Audionfrequenzkreisen für den Empfang kontinuierlicher Schwingungen von E. H. Armstrong. Von E. H. Armstrong ist 1915 eine in Abb. 569 wiedergebene Empfangsanordnung ersonnen

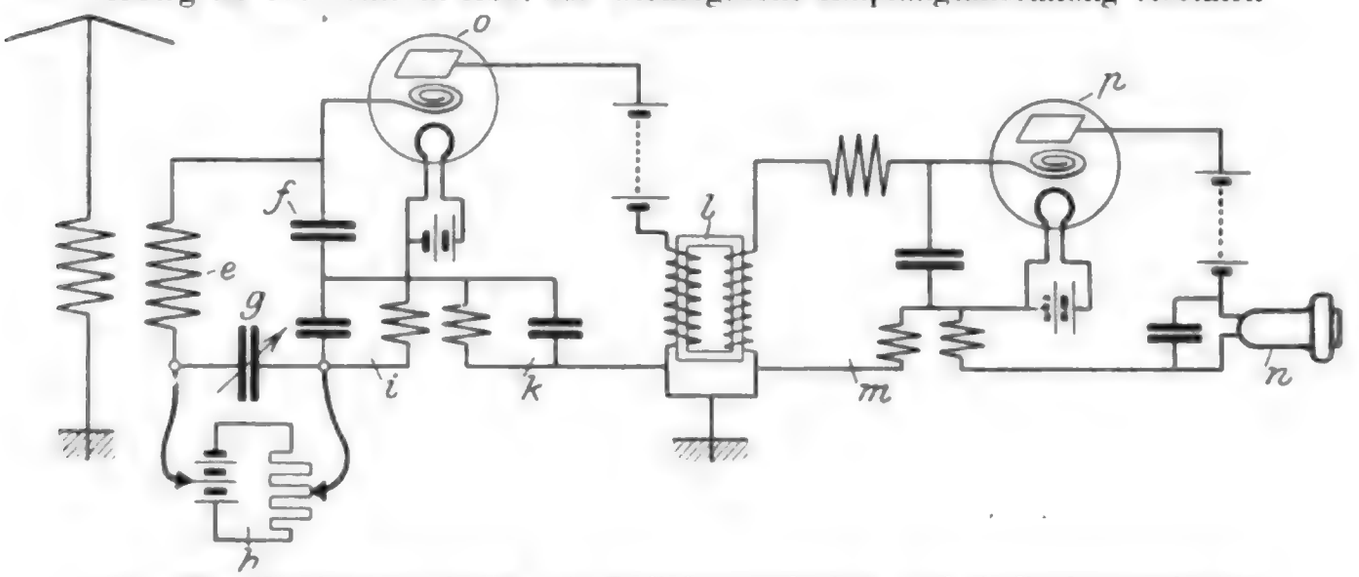


Abb. 569. Empfangsanordnung mit Radiofrequenzkreisen und Audionfrequenzkreisen von E. H. Armstrong.

worden, welche für den Empfang kontinuierlicher Schwingungen weder auf einer Tikker- oder ähnlichen Einrichtung noch unter Benutzung von Schwebungserscheinungen arbeitet. Es kommt hierbei vielmehr der Gedanke zum Ausdruck, daß die von dem gewöhnlichen Sekundärempfangskreise *e f g*, der auf Radiofrequenzschwingungen ebenso wie die Antenne abgestimmt ist, und mit welchem noch ein Potentiometer *h* verbunden ist, empfangenen Schwingungen zwei Audionfrequenzsystemen *i* und *k*, von denen jedes aus Spule und Kapazität besteht, weiterliefert, daß wie gezeichnet mit diesen Systemen eine erste Audionröhre *o* verbunden ist, und wobei die Einstellung derartig erfolgt, daß im Anodenstromkreis Schwingungen mit periodisch sich verändernder Amplitude erzeugt werden. Mit diesem System wird unter Benutzung eines Transformators *l* die Empfangsenergie einem zweiten auf Audionfrequenzen abgestimmten Kreise *m* zugeführt, an welchen seinerseits eine zweite Audionröhre *p* angeschlossen ist. Im Anodenkreis *e* der letzteren liegt erst das Empfangstelephon *n*.

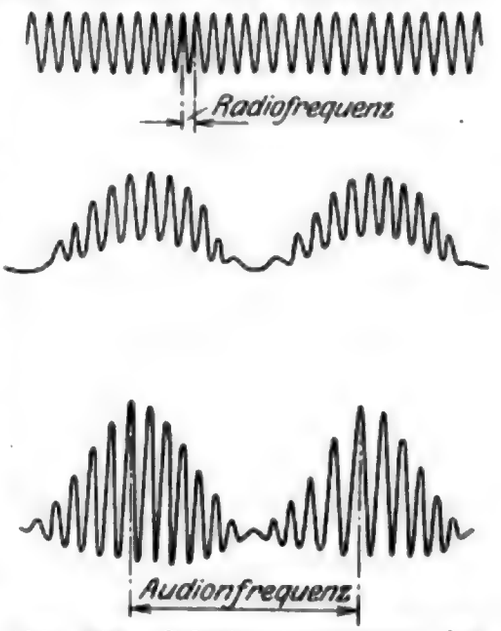


Abb. 570. Schwingungsvorgang bei der Radiofrequenz-Audionfrequenzschaltung von Armstrong.

Der Mechanismus der Anordnung ist folgender: In der Antenne und in dem auf Radiofrequenz abgestimmten Sekundärkreise *e f g* besitzen die kontinuierlichen Schwingungen einen gemäß Abb. 570 des ersten Diagramms dargestellten Verlauf. Durch die Audionfrequenzkreise *i* und *k* und ferner durch die Einstellung der Potentiometeranordnung *h*, wobei das Potential des Gitters im negativen Teil der Schwingung im Anodenkreis verläuft, so daß die Stärke

Digitized by Google

des Anodenstromes praktisch Null wird, wird ein Verlauf gemäß dem mittleren Diagramm von Abb. 570 erreicht. Hierin entsprechen die Abstände der Maxima der jeweilig vorhandenen Audionfrequenz. Diese Audionfrequenzschwingungen werden durch die Einwirkung der ankommenden Signale, etwa wie in diesem Diagramm dargestellt, modifiziert. Man kann nun diese Schwingungen noch nicht direkt wahrnehmen, da der in *l* fließende starke Audionfrequenzstrom im Telephon einen starken kontinuierlichen Ton hervorrufen würde. Infolgedessen ist das weitere Audionfrequenzsystem *m* vorgesehen, wobei zur Vermeidung des Kapazitätsstromes die bezeichneten Enden der Transformatorspulen geerdet sind. In diesem zweiten Audionfrequenzsystem tritt ein Schwingungsvorgang gemäß dem untersten Diagramm auf, wobei im Telephon *n* ein einwandsfreier Ton praktisch brauchbarer Lautstärke erzielt wird.

Wie E. H. Armstrong selbst angibt, wird durch diese Anordnung allerdings der Vorteil des Schwingungsvorganges, bestehend in einer wesentlichen Verstärkung, nicht erzielt, hingegen hat man den Vorteil, daß man den Empfänger genau auf die Empfangswelle abstimmen kann.

E. Kombinierte Empfangsanordnungen. (Empfänger mit Kohärer-Detektor-Tikker, Schwebungsempfang, Verstärker usw.)

Von Einzelfällen abgesehen, ist bisher im allgemeinen nur die jeweilig besprochene Empfangsanordnung für eine bestimmte Detektor-Tikker-Audionart oder dergleichen dargestellt worden. In der drahtlosen Praxis wählt man jedoch häufig Kombinationen mehrerer, verschiedener Empfangsindikatoren, da sich dieselben meist ohne weiteres an die vorgesehenen Abstimmsysteme ankoppeln lassen. So ist es beispielsweise üblich, ein Empfangssystem, welches für ungedämpfte Schwingungen mit Tikker oder elektrischem Schwebungsempfang dient, auch wenigstens primär mit Detektor- bzw. Audionempfang auszurüsten, um nicht nur Telegramme von Funkenstationen zu empfangen, sondern auch bequem suchen zu können.

Betrachtet man mit verschiedenen Detektorarten gleichzeitig ausgerüstete Empfänger in historischer Reihenfolge, so ergibt sich für ausgeführte Apparate folgendes Bild:

Ursprünglich beherrschte in der mit seltenen Funken arbeitenden drahtlosen Telegraphie der Kohärer-Morseschreiberempfang das gesamte Gebiet. Erst seit etwa 1903 wurden erheblich höhere Betriebssicherheit und infolge der gewählten Verhältnisse bessere Selektivität ergebende Empfänger mit elektrolytischer Zelle, also mit integrierendem Detektor, gebaut. Da in jener Zeit noch fast allgemein eine Niederschrift des empfangenen Telegramms verlangt wurde, wurde schon damals eine kombinierte Empfängertype geschaffen, welche für den Hörempfang den elektrolytischen Detektor mit Telephon, für den Schreibempfang den Kohärer mit Morseschreiber vorsah (Telefunken, 1904), wie dies das Schema Abb. 760, S. 698, darstellt. Da jedoch die Widerstandsverhältnisse des Kohärers und des elektrolytischen Detektors sowohl im Ruhezustand als auch im Betriebszustand grundverschieden voneinander sind, und da ferner auch die Betriebseigenschaften beider Indikatortypen wesentlich voneinander abweichen, war es erforderlich, jeden Indikator durch eine besondere Kopplungsvorrichtung und einen eigenen, für den Indikator dimensionierten Kreis mit der Antenne zu verbinden, wie dies auch die erwähnte Abbildung zum Ausdruck bringt. Diese Anordnung ermöglichte übrigens zum ersten Male auch die „Fernwellenmessung", diente also dazu, eine bequeme Abstimmung des Empfängers auf den fernen Sender zu ermöglichen, was mittels der im wesentlichen quantitativ arbeitenden elektrolytischen Zelle durchgeführt werden konnte.

Digitized by Google

Die späterhin, etwa um 1905 in Amerika aufkommenden Kristalldetektoren führten häufig zu Kombinationen beider Arten von Detektoren, also der elektrolytischen und der Kristalldetektoren. Da die Widerstände derartiger Detektoren und die sonstigen Betriebseigenschaften nicht allzu verschieden voneinander sind, konnten im allgemeinen dieselben Schaltungsmittel verwendet werden, und es war möglich, nur mit einem einfachen Schaltvorgang den jeweilig benutzten Detektor an das Empfangssystem anzuschalten.

Mit der Benutzung ungedämpfter kontinuierlicher Schwingungen in der drahtlosen Telegraphie, also seit 1906, trat die Entwicklung der Empfänger auch bezüglich der Indikatoren und Detektorkombinationen in ein neues Entwicklungsstadium. Die kontinuierlichen Schwingungen können beim Telegraphierbetrieb von dem gewöhnlichen elektrolytischen oder Kristalldetektor nur unter bestimmten anormalen Bedingungen (große Sendernähe, unregelmäßiges Brennen des Lichtbogengenerators) wahrgenommen werden, und es wurde zum Nachweis dieser Schwingungen der Tikker *a* (Abb. 571) für den Morse-

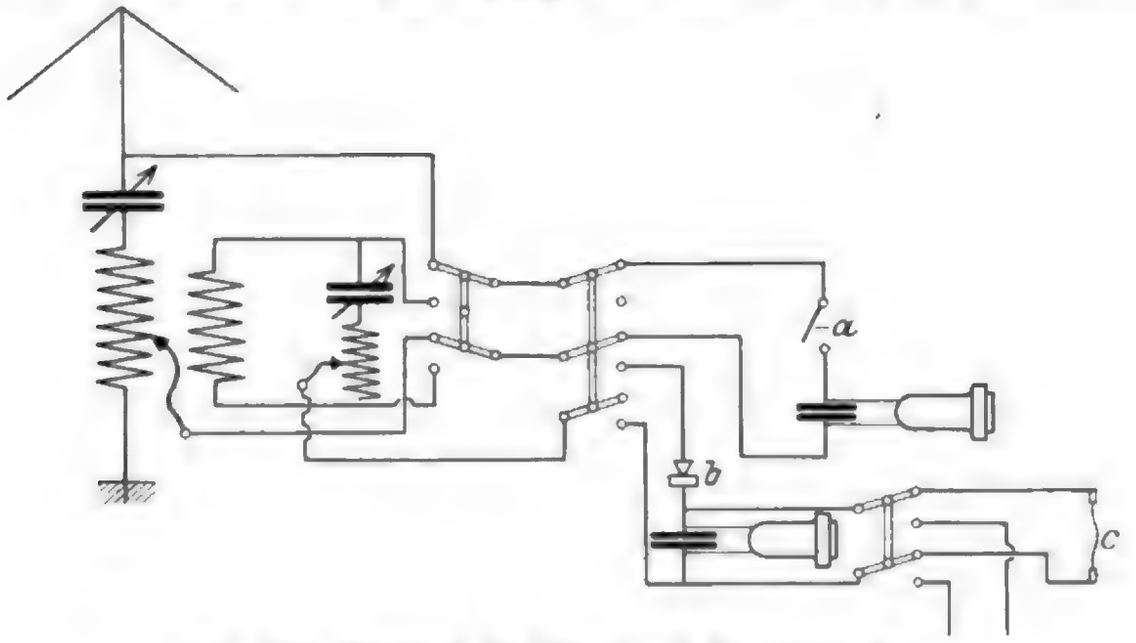


Abb. 571. Schaltung für Tikker- und Detektorempfang.

telegrammverkehr eingeführt. Für die ohne weiteres mittels der kontinuierlichen Schwingungen ausführbare drahtlose Telephonie war jedoch die Benutzung eines Kristalldetektors *b* erforderlich, desgleichen auch für den Fall, daß der Tikkerhörempfang nicht als ausreichend erachtet wurde, sondern daß mit dem Einfadengalvanometer *c* optischer Empfang oder Schreibempfang verlangt wurde. Die dieser Zeit angehörenden Empfänger besitzen daher im allgemeinen Tikkerhörempfangseinrichtung und Detektorempfang für Telephoniehörbetrieb und Schreibempfang gemäß Abb. 571 für Primär- und Sekundärempfang.

Es mag nebenbei erwähnt werden, daß die leichte Verstellbarkeit von Kristalldetektoren und ihre Zerstörbarkeit durch Überspannungen (atmosphärische Entladungen usw.) dazu geführt haben, statt eines Kristalldetektors, mehrere Detektoren, bzw. eine mit verschiedenen Detektoreinsätzen versehene Revolveranordnung vorzusehen, von welcher zweckmäßig ein Detektor, bzw. Einsatz als Normaldetektor, welcher stets für den Suchbetrieb bereit war, und die übrigen Detektoren, bzw. Detektoreinsätze einregulierbar gestaltet wurden, um das Optimum an Lautstärke zu gewinnen. Die überwiegende Zahl von Hörempfängern mit Kristalldetektoren für den tönenden Funkensenderbetrieb ist mit Rücksicht auf derartige Betriebsverhältnisse fast stets mit zwei oder mehr Detektoren ausgerüstet.

Digitized by Google

Die immer größere Verbreitung, welche neben der Entwicklung hochwertiger Schwebungsstoßsender und tönender Funkensender die ungedämpften Sender schlechthin, sei es mittels Lichtbogengenerators, Röhre oder auf maschinellem Wege erzeugten Schwingungen gefunden haben, haben dazu geführt, besonders kombinierte Empfänger herzustellen, welche für den Funkensenderbetrieb entweder den Kristalldetektor oder die Röhre als Audion benutzen, und die für den Empfang ungedämpfter Schwingungen mit Tikker oder wegen der großen Vorteile des im Empfänger leicht einstellbaren Tones den elektrischen Schwebungsempfang wählen. Als Beispiel einer derartigen Empfangsanlage dient das Schema Abb. 572, welches einen normalen Empfänger *a* mit Detektor *b* (Lorenz A.-G., 1915) für tönenden Funkensenderbetrieb in seinem linken Teil wiedergibt und rechts einen mit dem Empfänger durch Steckbuchsen anschaltbaren Zusatzapparat *c* darstellt, welcher ungedämpfte Schwingungen schwacher Intensität mittels Röhre herstellt, so daß mit dem Empfänger Schwebungs-

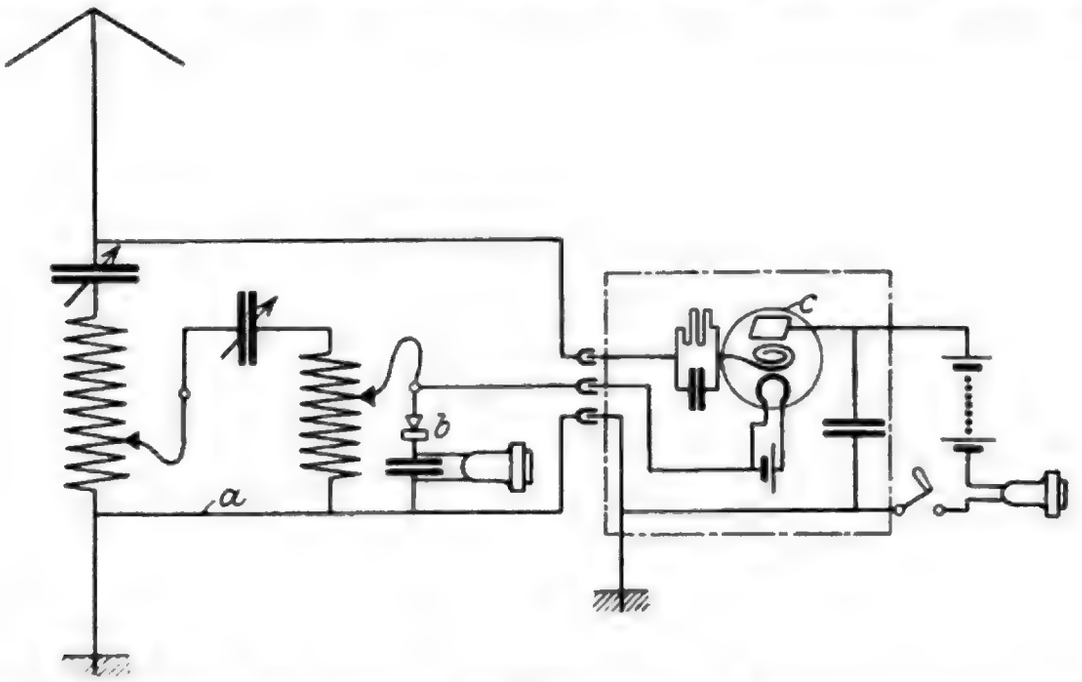


Abb. 572. Schaltung für Detektor- und Röhrenempfang (Schwebungszusatzapparat).

empfang von entfernten ungedämpften Sendestationen her bewirkt werden kann. Trotz der kombinierten Anordnung sind die verschiedenen Nachteile, welche z. B. die selbstinduktive Rückkopplung mit sich bringt, infolge der galvanischen Ankopplung des Empfängerkreises vermieden, und es sind außerdem alle Vorteile eines einfachen Primär- und Sekundärempfängers gewahrt. Im übrigen kann mit dieser Anordnung bei Primärempfang ohne weiteres gesucht werden, und nachdem die Welle des fernen Senders so gefunden ist, durch Umschaltung auf Sekundärempfang störungsfrei empfangen werden.

Es mag nur nebenbei bemerkt werden, daß auch insbesondere für Stationen, die mit maschinell erzeugten hochfrequenten Schwingungen arbeiten, kombinierte Einrichtungen für Detektor-Einfadengalvanometer neben mechanischem Schwebungsempfang getroffen worden sind, die jedoch weder eine nennenswerte Ausbreitung erfahren haben, noch voraussichtlich die Konkurrenz des elektrischen Schwebungsempfanges etwa gemäß Abb. 572 aushalten können.

Neben diesen Empfangseinrichtungen mit Indikatorkombinationen ist selbstverständlich nach Bekanntwerden der Verstärkungseinrichtungen in verschiedenartiger Weise die Vereinigung von Empfängern mit Lautverstärkern bewirkt worden.

Digitized by Google

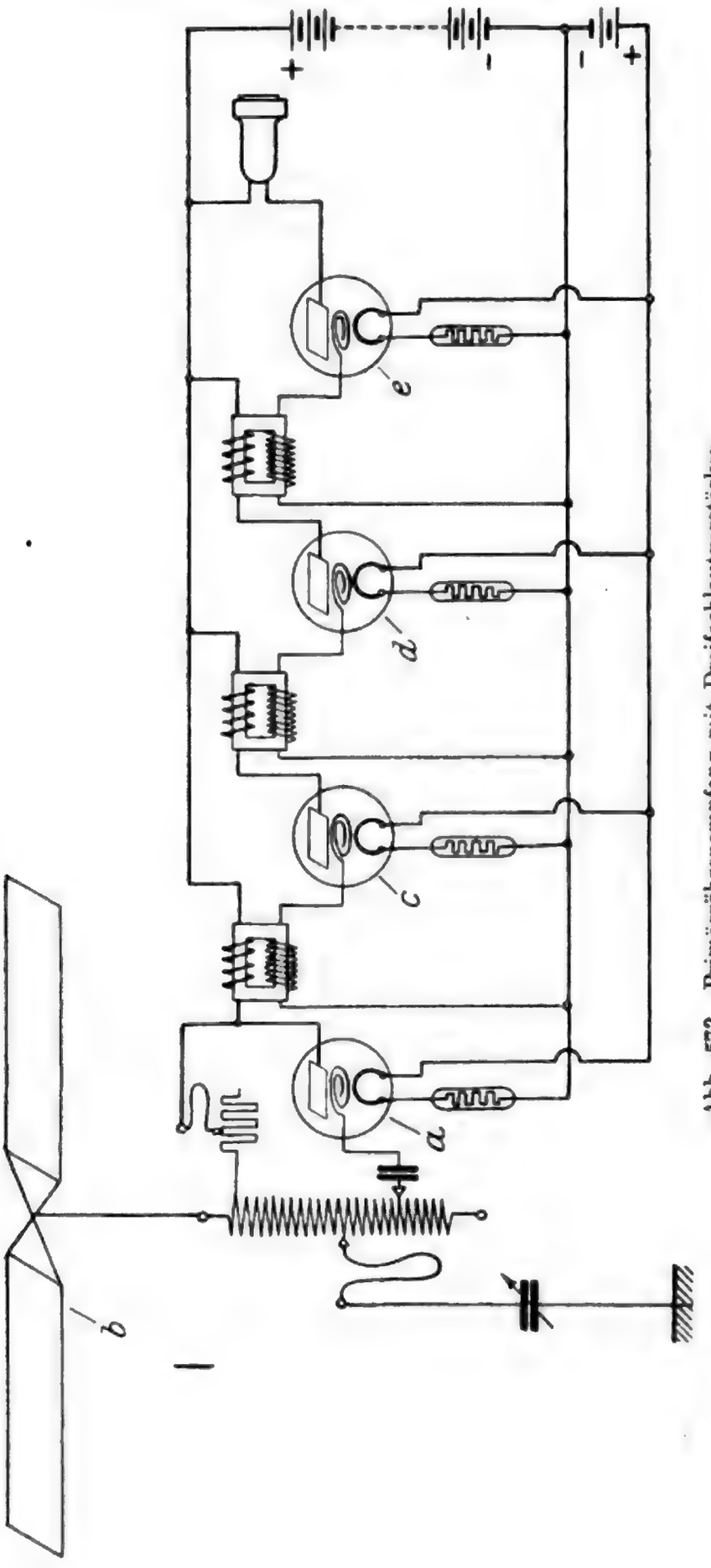


Abb. 573. Primärröhrenempfang mit Dreifachlautverstärker.

Digitized by Google

Als Beispiel eines einfachen Primärempfanges mit Dreifachlautverstärker sei die Anordnung (Lorenz-Werke Wien, 1918) gemäß Abb. 573 wiedergegeben. Die Röhre *a*, welche mit der Antenne *b* gekoppelt ist, wirkt als Detektor, die anderen drei mit ihr in einem Empfangskasten zusammengebauten Röhren *c*, *d* und *e* dienen zur Lautverstärkung.

Es sei nun noch die Schaltung gemäß Abb. 574 erwähnt, welche zwar praktisch bisher noch keine Anwendung gefunden haben dürfte, die aber mit Rücksicht auf rasche Betriebsbereitschaft besondere Vorteile verspricht. Durch Betätigung der Schalter *a* und *b* ist Tikkerempfang sowohl primär als auch sekundär möglich. Die Primärschaltung dürfte insbesondere zum Suchen der Welle des fernen Senders inbetracht kommen. Außerdem kann aber mittels der Röhre *d*, nach

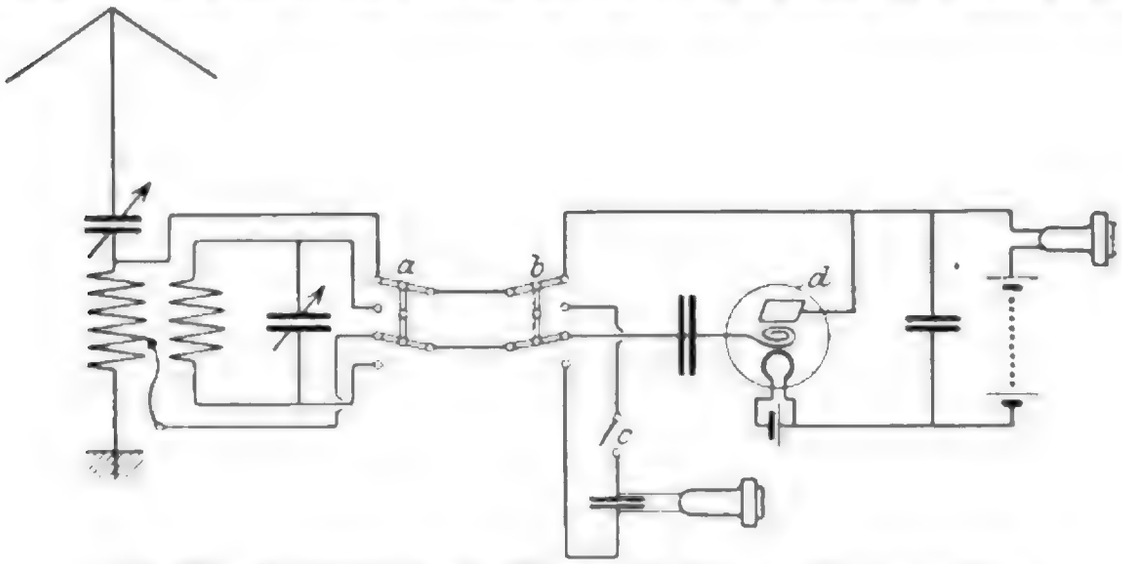


Abb. 574. Kombination von Tikker- und Röhrenempfangsschaltung.

entsprechender Einstellung der Schalter *a b*, elektrischer Schwebungsempfang primär und sekundär ausgeführt werden. Da die Umschaltung einfach ist, wird man auf den Schwebungsempfang umschalten, nachdem man mittels Tikkers die Fernwellenmessung durchgeführt hat.

Die Zahl der verschiedenartigen Kombinationen ist durch die vorstehenden Beispiele selbstverständlich in keiner Weise erschöpft. Es sind vielmehr Modifikationen nach den verschiedensten Richtungen hin und den jeweiligen Bedürfnissen entsprechend möglich, insbesondere unter Berücksichtigung des Umstandes, daß an Stelle der Hochantennen Spulenantennen verwendet werden, welche alsdann besondere Hochfrequenzverstärkungseinrichtungen verlangen, um den Schwellwert der Empfangsschwingungen hochzubringen.

F. Anordnungen für Mehrfachempfang (Mehrfachtelegraphie).

a) Abzweigung auf verschiedene Wellenlängen abgestimmter Kohärerempfangskreise von einer in der Antenne liegenden Selbstinduktion.

Wir haben bereits auf S. 39 gesehen, daß nach Einführung des Resonanzgedankens in die Praxis der drahtlosen Telegraphie, also um 1900, von verschiedenen Seiten (Marconi und Slaby-Arco) versucht wurde, eine Mehrfachtelegraphie mit einer Antenne auszugestalten (siehe Abb. 20 u. 21, S. 39). Einer direkten Einschaltung der Empfänger in die Antenne steht die Forderung der Resonanzabstimmung dieser Empfänger auf die ankommenden Wellen, wobei die Empfänger sich gegenseitig nicht stören dürfen, entgegen. Das Suchen mit einem Empfänger, ohne die anderen zu stören, ist außerdem ausgeschlossen.

Digitized by Google

Die damals benutzten, recht primitiven Anordnungen bestanden im wesentlichen darin, daß von der in den Luftleiter eingeschalteten Verlängerungsspule zwei auf verschiedene Wellenlängen abgestimmte Kreise abgezweigt wurden, die den beiden mit verschiedener Wellenlänge arbeitenden Sendestationen entsprachen, und von denen jeder einen besonderen Kohärer nebst Morseschreiber erregten.

Die Nachteile dieser Anordnung waren infolge der stets vorhandenen Kopplung der Systeme unter sich so erheblich, daß diese Art der Mehrfachtelegraphie in die Praxis keinen Eingang gefunden hat.

b) Verwendung mehrerer, auf die betreffenden Senderwellen abgestimmter Antennen und Empfänger.

Theoretisch am einfachsten würde die Lösung des Mehrfachempfanges darin bestehen, daß so viele verschiedene Antennen vorgesehen werden, als Telegramme von verschiedenen Sendestationen aus empfangen werden sollen, und daß jede dieser Antennen mit einem besonderen Empfänger verbunden ist. Praktisch ist jedoch eine Lösung dieses Gedankens, wenigstens soweit Hochantennen benutzt werden, in den meisten Fällen ausgeschlossen, da die Antennen infolge ihrer großen räumlichen Nähe zueinander zu fest induktiv und kapazitiv miteinander gekoppelt sind, und somit ein störungsfreier Mehrfachempfang der verschiedenen Telegramme kaum bewirkt werden kann. Diese Anordnung hat nur dann Aussicht auf Erfolg, wenn tatsächlich eine Entkoppelung der verschiedenen Antennen durchgeführt werden kann. Sie ist also praktisch immer möglich, und stellt auch gleichzeitig für den Mehrfachempfang das Optimum dar bei Benutzung von Spulenantennen.

c) Verwendung von auf verschiedene Wellenlängen abgestimmten Primärkreisen von G. Marconi.

Es scheint die in Abb. 575 dargestellte Empfangsanordnung für Mehrfachtelegraphie bei mehreren Marconistationen in Anwendung zu sein. Der Luftleiter *a* gabelt sich an seinem unteren Ende in zwei Zweige; in den einen Zweig ist außer einer Detektor-Kopplungsspule *b* ein Verkürzungskondensator *c*, in den anderen Zweig außer der zweiten Detektorkopplungsspule *d* eine regulierbare Selbstinduktion, z. B. ein Variometer *e*, eingeschaltet. Infolgedessen ist das System *a c b* auf die kürzere Wellenlänge, das System *a e d* auf die längere Wellenlänge abgestimmt, so zwar, daß sich zwischen den Punkten 1 und 2 für die kürzere Welle die Spannung 0, zwischen den Punkten 1 und 3 für die längere Welle die Spannung 0 ergibt; daher wird der Detektorkreis *f* durch die Schwingungen kleinerer Wellenlänge, der Detektorkreis *g* durch die Schwingungen höherer Wellenlänge erregt.

Die hierzu gehörige Sendeanordnung entspricht der Empfangsanordnung, nur daß anstelle der Detektorkreise entsprechende Sendekreise vorgesehen sind.

Sofern es sich um gewöhnliche Funkensender handelt, muß stets eine gewisse Wellendifferenz, deren Größe sich unter anderem nach den Entfernungen der Sender und Empfänger voneinander und der Gedämpftheit der ausgesandten Schwingungen richtet, vorhanden sein, um zwei Telegramme mit einer Antenne zu empfangen.

Ein Vorteil dieser Methode mag darin bestehen, daß es möglich ist, die gesamte Empfangsenergie eines gekoppelten zweiwelligen Funkensenders auszunutzen. Man kann hierzu die Detektorkreise *f* und *g* miteinander kombinieren, oder aber bei getrennten Detektorkreisen ein Doppelkopftelephon verwenden,

Digitized by Google

bei welchem ein Telephon mit dem Kreis *f*, ein anderes Telephon mit dem Kreis *g* verbunden ist.

Die Verwendung von tönenden Funkensendern verschiedener Tonhöhe hat es bisher nicht ermöglicht, die erforderliche Wellendifferenz wesentlich zu reduzieren. Vielleicht würde es aber gelingen unter Anwendung von Vieltonsendern, da diese mit ungedämpften Schwingungen im Tonkreise arbeiten.

Auf anderen Prinzipien beruhende Mehrfachempfangsanordnungen sind folgende:

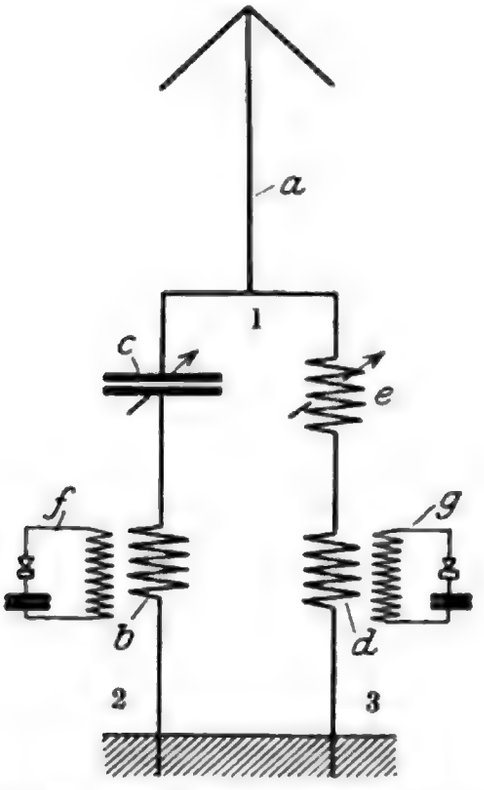


Abb. 575. Auf verschiedene Wellenlängen abgestimmte Primärkreise von G. Marconi.

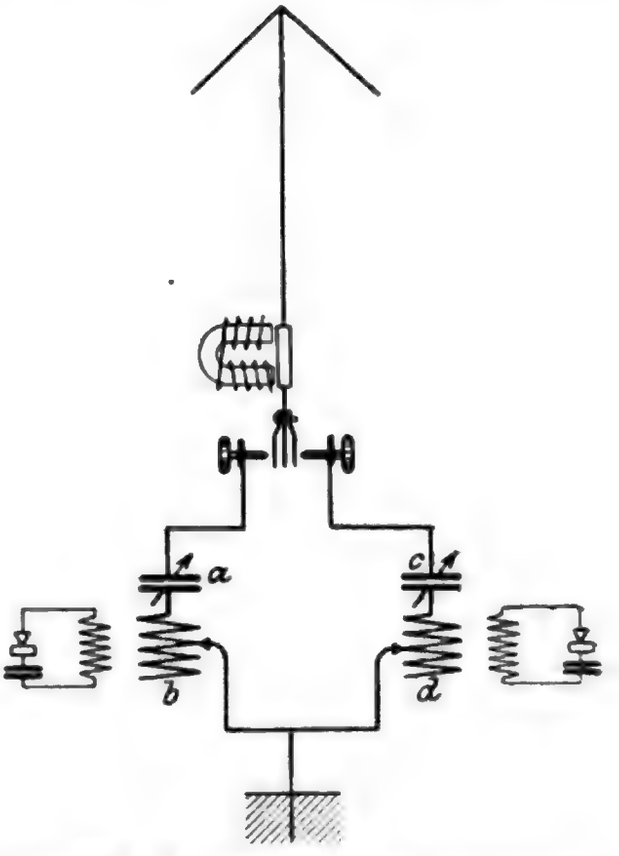


Abb. 576. Empfangsteiler von Telefunken.

d) Doppelempfangsanordnung mittels vibrierendem Kontakt („Empfangsteiler") von Telefunken.

Der Gedanke, mittels eines vibrierenden Kontaktes, der an den Tikker erinnert, einen „Doppelempfang" herzustellen, ist von Telefunken beim sogenannten „Empfangsteiler" verwirklicht. (Siehe auch II, S. 235 f.) Es wird hierbei mittels eines hin- und hergehenden Kontaktes (z. B. Wagnerschen Hammers) die Empfangsantenne immer abwechselnd an einen von zwei Empfangskreisen, *a b* oder *c d*, von denen jeder einen Detektor nebst Telephon (Abb. 576) besitzt, gelegt. Es geht bei dieser Anordnung zwar mindestens 50% der Empfangsenergie verloren, da die Energie ja einmal in das eine System und dann in das andere System hineinwandert, aber man hat den Vorteil der wenigstens im wesentlichen voneinander unabhängigen Detektorkreise und kann schließlich auch einen Doppelempfang mit einer Antenne von zwei verschiedenen Sendern her ausführen, wenn *a b* einerseits und *c d* andererseits auf verschiedene Wellenlängen abgestimmt sind.

Digitized by Google

e) Mehrfachempfangsanordnung mittels der Wheatstoneschen Brückenschaltung von O. Scheller (Lorenz A.-G.).

Eine andere, wesentlich günstigere Anordnung, mittels einer Antenne Mehrfachempfang auszuführen, also z. B. mit dem einen Empfänger die Telegramme der betreffenden Sendestation aufzunehmen, mit dem anderen Empfänger den Zeitungsdienst von einer Großstation zu empfangen und sogar eventuell die Möglichkeit zu haben, mit der Antenne gleichzeitig während des Empfanges zu senden, beruht in der Benutzung der Wheatstoneschen Brückenschaltung (O. Scheller und Lorenz, A.-G.).

Die Abb. 577 gibt ein schematisches Bild der Anordnung, welche darin besteht, daß die Abzweigpunkte für den Empfänger *I* und den Empfänger *II* als Punkte gleicher Spannung gewählt sind. Infolgedessen soll eine Rückwirkung

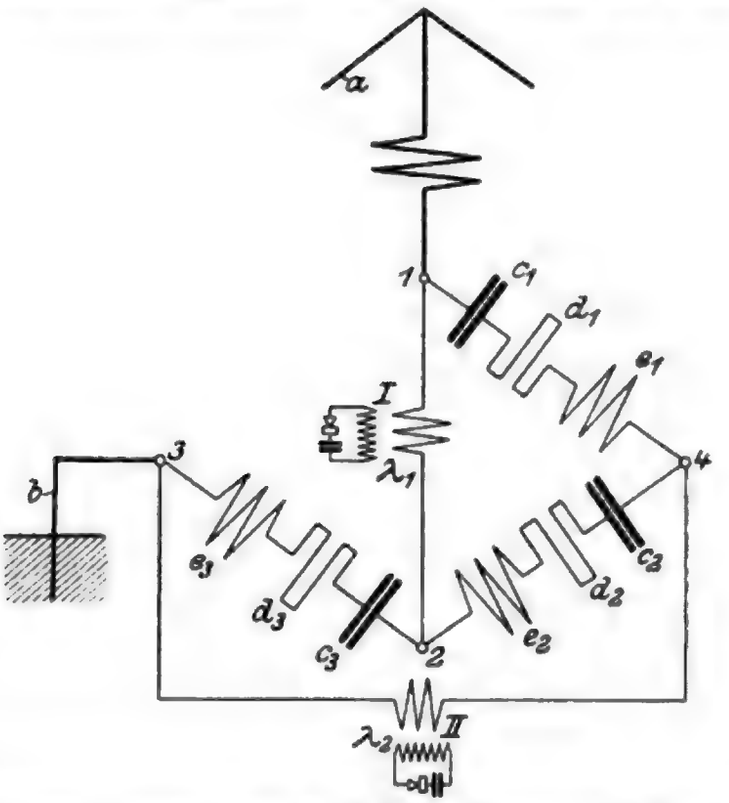


Abb. 577. Mehrfachempfangsanordnung mit Wheatstonescher Brückenschaltung von O. Scheller.

vermieden werden, wodurch der Vorteil erreicht wird, daß eine Abstimmungsänderung des einen Empfängers auf den anderen Empfänger ohne Einfluß ist, ebenso wie auch die Widerstände der Empfänger auf die Brückenabgleichung ohne Einfluß sind.

Den einen Zweig der Brücke bildet die in bekannter Weise mit Abstimmmitteln versehene Antenne *a* und Erdung *b*. Die anderen drei Brückenzweige bestehen aus sogenannten „künstlichen Antennen", nämlich aus je einem Kondensator $c_1\ c_2\ c_3$, je einem Ohmschen Widerstand $d_1\ d_2\ d_3$ und je einer Selbstinduktion $e_1\ e_2\ e_3$. Selbstverständlich brauchen keine besonderen Ohmschen Widerstände eingeschaltet zu werden, und man wird diese im allgemeinen sogar fortlassen, da sie an sich nur Verluste zur Folge haben. Es ist vielmehr lediglich mit den scheinbaren Widerständen der Kapazitäten und Selbstinduktionen zu rechnen, deren Größe so gewählt wird, daß die Brücke für alle Frequenzen, die in betracht kommen, abgeglichen bleibt. Im übrigen sind diese für jeden Brückenzweig gleich groß gewählt und entsprechen den Antennendimensionen, so daß alle scheinbaren Widerstände gleich groß sind.

Digitized by Google

Hat die Antenne für eine Frequenz den scheinbaren Widerstand von 2000 Ohm, so muß auch jeder der drei Brückenzweige den scheinbaren Widerstand von je 2000 Ohm besitzen. Hat die Antenne bei einer anderen Frequenz 3000 Ohm, so hat jeder der drei Brückenzweige auch je 3000 Ohm zu besitzen.

Es gilt also für die Brückenzweige die Wheatstonesche Gleichung:

$$\frac{a\,(1,3)\,b}{c_1 d_1 e_1} = \frac{c_2 d_2 e_2}{c_3 d_3 e_3}$$

Zwischen die Brückenpunkte 1 und 2 ist der eine Empfänger *I*, zwischen die Brückenpunkte 3 und 4 der andere Empfänger *II* gelegt. Die Größen werden so gewählt, daß die Brückenzweige wechselseitig stromlos sind, was, wie schon bemerkt, dadurch erreicht wird, daß entweder die einzelnen Zweige oder die Produkte der einzelnen Zweige elektrisch gleich groß gemacht werden.

Eine am Empfänger *II* auftretende Spannung kann daher genau wie bei jeder gewöhnlichen Meßbrücke keinen Strom im Empfänger *I* erzeugen; andererseits muß eine Spannungsänderung am Empfänger *I* ohne Einfluß auf den Strom im Empfänger *II* sein. Fließt also für einen bestimmten Fall, z. B. im Empfänger *II* ein Strom J_2, und wird der Widerstand von *II* beim Suchen nach einer Welle geändert, so ändert sich hiermit zwar der Strom J_2 und mithin die Spannung an *II*, aber die Spannungsänderung erzeugt im Empfänger *I* keine Stromänderung. Die Rückwirkung der beiden Empfänger aufeinander ist also durch die Brückenschaltung des Empfangsteilers verhindert. Ein Unterschied gegenüber der Wheatstoneschen Brückenschaltung ist nur insofern vorhanden, als die Stromquelle (Empfangsantenne) hier nicht in einer Brücke, sondern vielmehr in einem Zweige liegt. Auf die Rückwirkung ist dies ohne Einfluß, da diese nur von den Brücken ausgeht. Die Verlegung des Angriffspunktes der EMK in einen Brückenzweig ermöglicht aber andererseits, daß der Strom desselben Ursprungs (nämlich aus der Antenne) in beide Empfänger gelangen kann, daß sich also beide Empfänger gleichzeitig auf dieselbe oder verschiedene Wellen abstimmen lassen.

Sobald die Welle des Empfängers *I*, λ_1 verschieden von der Welle des Empfängers *II*, λ_2 ist, besitzt der Empfänger *I* einen verschwindend geringen Wechselstromwiderstand, und die Energie fließt nahezu ausschließlich durch ihn hindurch. Der Strom dieser abgestimmten Frequenz hat also keine Ursache, über den anderen Empfänger, wo er Widerstand findet, zu fließen. Wird die Welle λ_2 empfangen, so gilt dasselbe bezüglich des Empfängers *II*. Eine Änderung der Abstimmittel von *I* übt auf *II* keinen Einfluß aus und umgekehrt. Je mehr sich die Abstimmungen den Empfangssystemen nähern, um so mehr wird sich die Energie auch auf das zweite System übertragen, bis sich schließlich bei gleicher Abstimmung die Energie teilt. In diesem Falle tritt gegenüber dem normalen Empfang mit einem Empfänger und ohne Spannungsteiler allerdings eine Lautstärkenschwächung ein, die sich aber nicht vermeiden läßt, solange nur begrenzt Energie aus der Antenne zur Verfügung steht. Zweck des Empfangsteilers ist ja aber vornehmlich der gleichzeitige Empfang verschiedener Wellen. Sobald die beiden Empfangswellen nur außerhalb des gegenseitigen Störungsbereiches bei normalem Empfang (ohne Empfangsteiler) liegen, tritt auch bei Benutzung des Empfangsteilers und bei einigermaßen genauer Abstimmung der Empfänger keine Störung und keine nennenswerte Schwächung der Lautstärke durch den zweiten Empfänger ein.

Wie aus Abb. 577 und aus den obigen Ausführungen hervorgeht, ist beim Empfangsteiler die Antenne für jeden der Empfänger durch eine künstliche Antenne verkürzt und durch die beiden anderen parallel zum Empfänger liegenden künstlichen Antennen wiederum verlängert. Diese Schaltung bedingt an sich

Digitized by Google

eine gewisse Schwächung der Lautstärke, da durch sie die Kopplung des Empfangssystems mit den auftretenden elektromagnetischen Wellen loser gemacht wird als bei direkter Einschaltung des Empfängers in die Antenne. Die hierdurch verursachte Schwächung liegt aber völlig innerhalb der auch bei normalem Empfang vorkommenden Grenzen, wenn man mit einem Verkürzungskondensator oder der sogenannten Schwungradschaltung arbeitet.

Die Tatsache der Empfangsschwächung kann eventuell auch für Störbefreiung (siehe S. 531 ff.) benutzt werden, indem man einen Empfänger auf die Störwelle abstimmt und diese somit für den anderen Empfänger unwirksam macht.

Sobald man es erreichen kann, daß die Brückenzweige genau abgeglichen sind und keine gegenseitige Kopplung vorhanden ist, kann man im übrigen mit derselben Antenne gleichzeitig senden und empfangen.

G. Entkopplungsvorrichtungen.

Im Zusammenhang mit den vorstehenden Anordnungen für Mehrfachempfang stehen die Antennenentkopplungseinrichtungen, welche, wie schon ihr Name besagt, zur Voraussetzung haben, daß mehrere, mindestens zwei Antennen, also in erster Linie Hochantennen, für Empfangszwecke auf der Station zur Verfügung stehen.

Würde man mit jeder dieser Antennen einen besonderen Empfänger koppeln, was einerseits aus dem Grunde wünschenswert wäre, weil hierbei jeder Empfänger für die für ihn günstigste Antenne dimensioniert werden könnte, andererseits, weil Brückenschaltungen für mehr als Doppelempfang für die meisten Fälle zu kompliziert werden, so wäre in jedem Falle eine mehr oder weniger starke Rückwirkung der Empfänger aufeinander vorhanden, was sich namentlich bei Abstimmungsänderungen sehr störend bemerkbar macht. Dieses rührt daher, daß die Antennen, entsprechend ihrer Anordnung und räumlichen Dimensionen, mehr oder weniger miteinander gekoppelt sind.

Um diese gegenseitige Kopplung der Antennen aufzuheben oder wenigstens auf ein Minimum zu reduzieren, ist bei der Entkopplungsanordnung von O. Scheller (Lorenz A.-G., 1915) jede Antenne der Station in Form einer künstlichen Antenne in ihren elektrischen Eigenschaften reproduziert. Diese künstliche Antenne wird mit der natürlichen Antenne in Serie geschaltet, wobei die Kopplung der künstlichen Antennen in entgegengesetztem Sinne zu demjenigen stattfinden müssen, in welchem die natürlichen miteinander gekoppelt sind.

Verwendet man zum Empfang für jede Antenne eine einfache Brückenschaltung, so kann man doppelt so viel Empfänger benutzen, als Antennen vorhanden sind, ohne daß eine gegenseitige Beeinflussung oder Störung der Empfänger eintritt. Alle Vorteile getrennter Antennen können also auf diese Weise verwirklicht werden.

Eine einfache Anordnung für zwei Antennen und zwei Empfänger gibt Abb. 578 wieder. *a* und *b* sind die mit Abstimmitteln versehenen natürlichen Antennen, mit deren Spulen *I* und *II* Empfänger gekoppelt zu denken sind. In die Antenne *a* ist die künstliche Antenne *c d* nebst einem Teile *e* der selbstinduktiven Entkopplungseinrichtung geschaltet, während in die Antenne *b* in umgekehrter Anordnung die Selbstinduktion *g* und der Kondensator *h*, welche die andere künstliche Antenne bilden, geschaltet sind. In entsprechender Weise ist die andere Spule *f* der selbstinduktiven Entkopplungseinrichtung angeordnet.

Außer der selbstinduktiven Entkopplungseinrichtung *e f* ist noch eine Kondensatorkopplung, bzw. Entkopplung *i* in Form eines kontinuierlich variablen Kondensators vorgesehen.

Digitized by Google

Durch die Entkopplungseinrichtungen *e f* und *i* wird die natürliche Kopplung zwischen den Antennen *a* und *b* ausgeglichen.

Durch die Ausbildung der Spulantennen, welche sich mindestens bei kleinen und mittleren Dimensionen selbst bei relativ großer Nähe nicht koppeln, ist selbstverständlich das Interesse für Entkopplungseinrichtungen wesentlich gesunken. Immerhin wird es noch besondere Fälle geben, in denen auf einer Station gleichzeitig mit mehreren Hochantennen empfangen werden soll. Alsdann können z. B. Entkopplungsanordnungen am Platze sein.

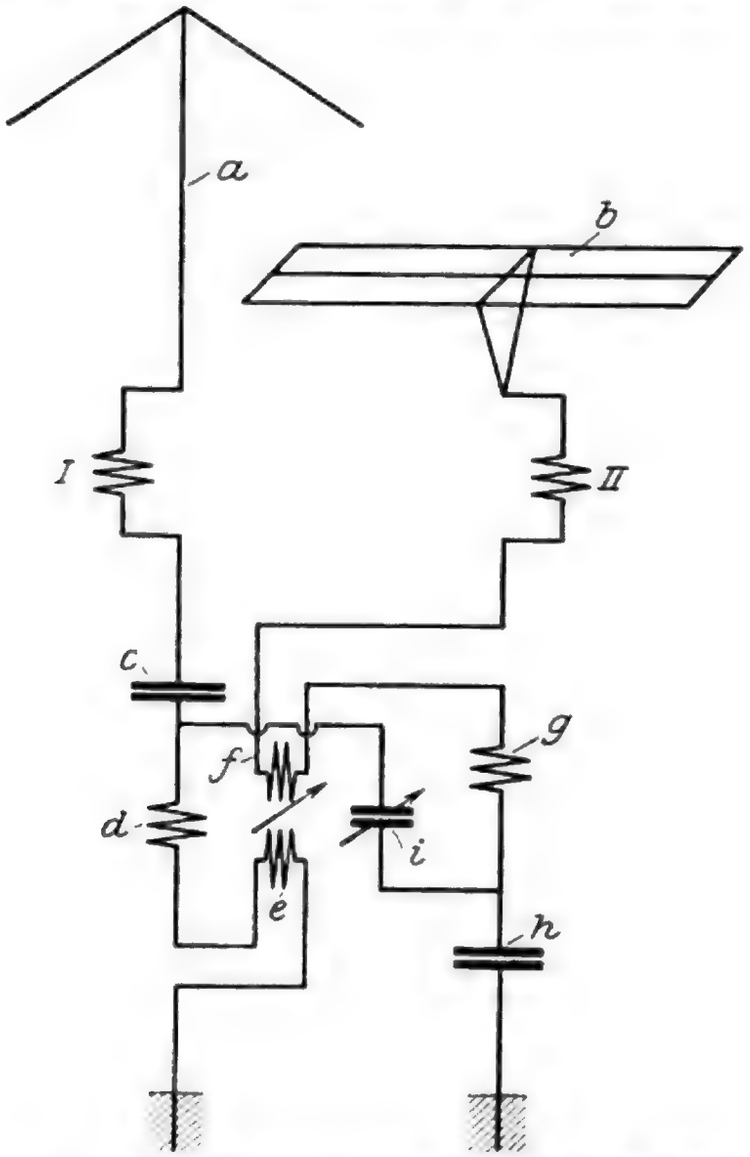


Abb. 578. Entkopplungsanordnung von O. Scheller.

H. Anordnungen gegen Störwellen (atmosphärische Störungen und Störungen durch nichtgewünschte Senderzeichen).

Es sind zwei verschiedene Arten von Schwingungen, welche den Empfänger stören können, zu beachten:

1. Sind dies die luftelektrischen Störungen (sogenannte „Irrgänger") (siehe S. 454 ff.), welche im wesentlichen in der Ableitung nach Erde der von der Antenne aufgenommenen statischen Ladungen bestehen. Diese nehmen mit wachsender Antennenhöhe und zunehmenden Schwankungen des elektrischen Potentials der Atmosphäre (Gewitterbildung) zu, da sich alsdann die Aufladungen

Digitized by Google

der Antenne durch den Empfänger nach Erde plötzlich und meist stoßartig auszugleichen suchen. Sie sind um so hervortretender, je kleiner das Antennendämpfungsdekrement ist.

2. Sind es die Störungen durch andere Sender, welche im Energiebereich des Empfängers liegen.

Man kann die Störungsschwingungen nach verschiedenen Gesichtspunkten diskutieren. Mit Rücksicht darauf, daß immer noch manche Sender mit sehr stark gedämpften Schwingungen betrieben werden, welche sich hinsichtlich ihres Dämpfungsdekrementes den atmosphärischen Störungen nähern, erscheint eine Einteilung nach dem Dämpfungsdekrement zweckmäßig. Im übrigen können einige der unter a) besprochenen Anordnungen sinngemäß auch unter b) Anwendung finden.

a) Störbefreiung von atmosphärischen Störungen und unbeabsichtigten Störsenderschwingungen (Dämpfungsdekrement der Störschwingungen größer als das der Verkehrsschwingungen).

α) Störbefreiung durch Beschränkung der Senderenergie.

Es liegt auf der Hand, daß man die einfachste Störbefreiung dadurch erhalten würde, daß man jeden Sender für einen bestimmten Aktionsradius baut, so daß er nur mit seinen zugehörigen Empfängern beabsichtigungsgemäß verkehren kann (Energierationierung). Dieses ist einmal deshalb nicht möglich, weil außer den kleinen Stationen noch mittlere und Großstationen miteinander verkehren müssen, also die zwischen Sender und Empfänger liegenden Stationen überdecken; andererseits müssen aber die Sender aus betriebstechnischen und individuellen Gründen mit Energieüberschuß arbeiten, wodurch bereits die Störungsmöglichkeit anderer Empfänger gegeben ist. Immerhin kann in Zukunft bei weiterem Ausbau des drahtlosen Verkehrsnetzes mit ungedämpften Sendern eine wesentliche Verbesserung der Störbefreiung durch Rationierung der Senderenergie in vielen Fällen bewirkt werden.

β) Störbefreiung durch lose Kopplung und gering gedämpfte Empfänger (Gegengewicht).

Wir haben gesehen, daß zur Vermeidung oder wenigstens zur Abschwächung atmosphärischer Störungen, welche teils von entfernten Blitzen oder anderen elektrischen Erscheinungen der Atmosphäre, teils von Ausgleichsströmen zwischen der Antenne und Erde herrühren, gegenüber den ursprünglichen in der drahtlosen Telegraphie gebrauchten Antennen und festgekoppelten Empfängern ein erheblicher Fortschritt durch die Verwendung gering gedämpfter einwelliger Empfangskreise, welche frei von allen kapazitiven Nebenschlüssen sein müssen — gut sind einlagige Zylinderspulen, welche am besten für die betreffenden Wellenbereiche wahlweise benutzt werden mit kleinem Variometer oder Kondensator in Serie, bzw. parallel geschaltet werden — und insbesondere durch eine lose Kopplung der mit dem Detektor verbundenen Empfangskreise mit der Antenne erreicht wurde. Besonders günstige Resultate konnten mit diesen nur erzielt werden, als man vom einfach gekoppelten Empfänger auf einen solchen mit mehreren Zwischenkreisen übergegangen war (siehe z. B. Abb. 536, S. 489).

Schwach gedämpfte Antennen (z. B. Schirmantennen) sind hingegen hinsichtlich der atmosphärischen Störungen nicht günstig, da infolge der geringen Antennendämpfung die Luftleiteraufladung mit entsprechend großer Amplitude den Empfänger erregt.

Eine Verringerung der Störungen soll ferner durch Benutzung eines Gegengewichtes anstelle des direkt geerdeten Luftleiters erzielt werden (siehe auch S. 387 ff.).

Digitized by Google

Da aber insbesondere für die Ermöglichung der losen Kopplung eine nicht zu geringe Empfangsenergie erforderlich ist, welche namentlich bei kleinen Stationen und solchen großer Reichweite nicht immer zur Verfügung stehen wird, und da auch alsdann die gekoppelten Empfänger nicht unter allen Umständen störungsfrei arbeiten, sind von verschiedenen Gesichtspunkten ausgehend Vorschläge gemacht worden, um auch in solchen Fällen einen möglichst störungsfreien Empfang erzielen zu können.

γ) Verminderung der Störungen durch ungedämpfte Senderschwingungen (Schwebungsempfang).

Um die Störwirkung fremder Stationen nach Möglichkeit auszuschalten, würde es sehr zweckmäßig sein, namentlich die Stationen, welche mit großen Energien arbeiten müssen, nur mit ungedämpften Sendern auszurüsten, da durch deren Schwingungen selbst die in der Nachbarschaft befindlichen, für gedämpfte Schwingungen eingerichteten Empfänger kaum noch gestört werden können. Die Detektoren dieser Empfänger, welche meist Ventilwirkung besitzen werden, sprechen auf die regelmäßigen, ungedämpften Schwingungen überhaupt nicht an, mindestens aber wird der Empfang durch denjenigen von Tonfunkensendern besser noch von Vieltonsendern hindurchdringen.

Aber auch die für ungedämpfte Schwingungen eingerichteten Hörempfänger werden durch gedämpfte Senderschwingungen nicht gestört, wenn man mit Schwebungsempfang arbeitet, welcher die aufgenommenen ungedämpften Schwingungen als musikalische Töne wiedergibt, während die gedämpften Senderzeichen nur als Geräusch zum Ausdruck gelangen.

δ) Verringerung der Störschwingungen durch gerichtete Sender.

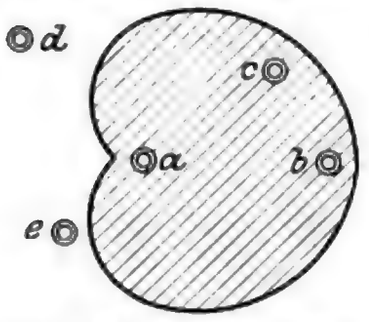


Abb. 579. Angenommene Fernwirkungscharakteristik eines gerichteten Senders.

Das Luftleitergebilde eines nicht gerichteten Senders erregt jeden auf ihn abgestimmten und in seinem Reichweitenbereich liegenden Empfänger. Je schärfer ausgeprägt die Richtwirkung des Senders ist, also je geringer Rücken- und Seitenstrahlung ist, um so störungsfreier wird der betreffende Sender arbeiten können. Besitzt der Sender a beispielsweise die in Abb. 579 dargestellte Fernwirkungscharakteristik, so wird neben dem Empfänger b, mit dem zusammen der Sender arbeiten soll, auch der Empfänger c ansprechen. Hingegen bleiben die Empfänger d und e, die mit anderen Sendern zusammenarbeiten sollen, von den Schwingungen des Senders a unbeeinflußt. (Siehe auch I. S. 431.)

ε) Störbefreiung durch Tonfunkensender, Vieltonsender.

Ein gutes Mittel gegen Störer, insbesondere gegen atmosphärische Störungen, die im Empfangstelephon stets nur ein brodelndes, zischendes Geräusch hervorrufen, ist die Verwendung eines tönenden, und zwar möglichst reinen musikalischen Empfanges.

Wenn auch in dieser Hinsicht diejenigen Methoden (α, γ) den Vorzug verdienen, bei welchen der Ton im Empfänger selbst erzeugt wird (Schwebungsempfang), da bei diesen durch rasche Wahl eines anderen Tones den Störwellen leicht ausgewichen werden kann, so sind doch mit den tönenden Funkensendern auch in Gegenden mit zahlreichen atmosphärischen Störungen (Tropen) gute Resultate erreicht worden.

Noch bessere Ergebnisse würden von Vieltonstationen zu erwarten sein, welche mit rasch veränderlichen, akustisch reinen Tönen arbeiten.

Digitized by Google

ζ) Störbefreiung durch besondere Schaltungsanordnungen.

Schaltungen mit Empfängererdung im Indifferenzpunkt (G. Marconi). Es war bereits auf S. 56 erwähnt worden, daß von Marconi ein Empfangsschaltungsprinzip zur Befreiung von atmosphärischen Störungen angegeben wurde. Das Schema derselben gibt Abb. 580 wieder. Mit dem Luftleiter *a* ist ein aus zwei Spulen *b* und *d* bestehendes System in Serie geschaltet. An der Spule *b* ist ein variabler, geerdeter Kontakt *e* vorgesehen, welcher auf den Spannungsknoten des Gesamtsystems eingestellt wird. Schwingungen dieser Wellenlängen, welche den Spannungsknoten *e* hervorrufen, und auf welche der eigentliche Empfänger *f* abgestimmt ist, werden nicht wesentlich durch die bei *e* sich abzweigende Erdleitung geschwächt; hingegen werden Schwingungen anderer Wellenlängen, insbesondere atmosphärische Störungen, wenigstens so weit sie nicht die Antenne in ihrer Eigen-

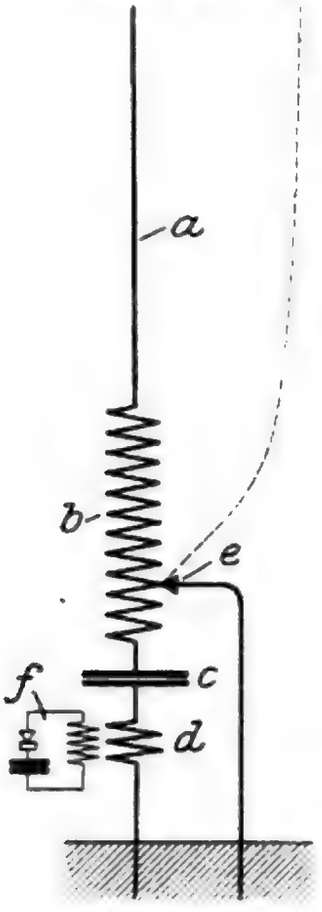


Abb. 580. Störbefreiung durch Empfängererdung im Indifferenzpunkt (G. Marconi).

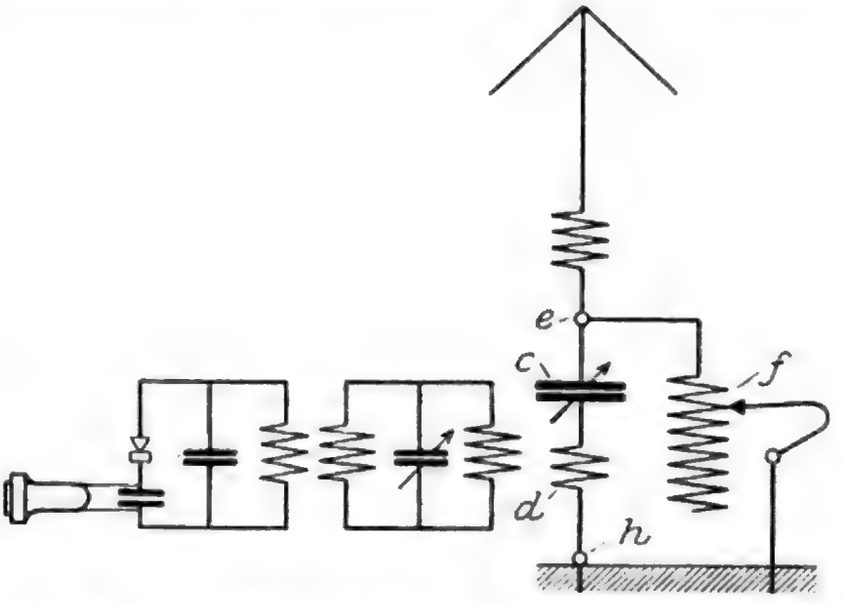


Abb. 581. Empfängererdung vom Indifferenzpunkt bei Sekundärempfang.

schwingung anstoßen, was allerdings leider häufig der Fall sein wird, einen Strom in der Spule *b* hervorrufen, welcher zur Erde abgeleitet wird, da für diesen der Widerstand der Erdleitung bei *e* ja nur sehr gering ist.

Besser, insbesondere wenn atmosphärische Störungen vom Empfänger mit größtmöglichster Sicherheit abgehalten werden sollen, ist die Schaltung nach Abb. 581. Das System *c d* ist auf die Betriebswelle des Empfängers abgestimmt, zwischen den Punkten *e* und *h* herrscht die Spannung Null. Bei *e* entsteht also wieder ein Spannungsknoten. Die Störwellen fließen über die Selbstinduktion *f* nach Erde. Letztere Selbstinduktion kann zweckmäßigerweise durch einen Ohmschen Widerstand ersetzt werden, was um so vorteilhafter ist, je ungedämpfter die Senderwellen sind, da alsdann ein ähnlicher Vorgang zur Ausbildung gelangt wie bei der Schaltung nach Abb. 584 (S. 535). Vorteilhaft macht man die Selbstinduktion (Ohmschen Widerstand) *f* variabel, damit man jeweilig den günstigsten Wert, entsprechend der benutzten Senderschwingungszahl, einstellen kann.

Digitized by Google

Eine etwas andere Ausführung dieses Gedankens der Erdung im Indifferenzpunkt zeigt Abb. 582. Das System *a b c d* wird auf die Empfangswellenlänge abgestimmt. Im Erdungspunkte *e* ist das einerseits direkt geerdete System *f g* abgezweigt, welches in sich und zusammen mit dem Luftleiter auf die Störwellenlänge abgestimmt ist, so daß für die Störwellenlänge zwischen den Punkten *e* und *h* keine Spannung herrscht, da dieser Zweig mit der Störwelle sich in Resonanz befindet. Die Störschwingungen werden daher entsprechend nach Erde abgeleitet, ohne das Empfangssystem zu erregen.

Nullpunktschaltung von R. A. Fessenden. Die nachstehende Nullpunktsanordnung von Fessenden verlangt nicht nur wie alle Empfangsanordnungen, besonders aber alle Empfänger mit Differenzwirkung, jede Vermeidung von Verlusten und kapazitiven Nebenschlüssen, sondern auch peinlichst ge-

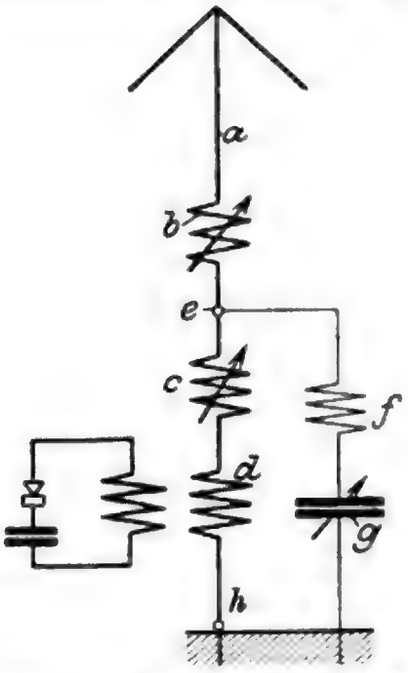


Abb. 582. Erdung im Indifferenzpunkt mit Abstimmung.

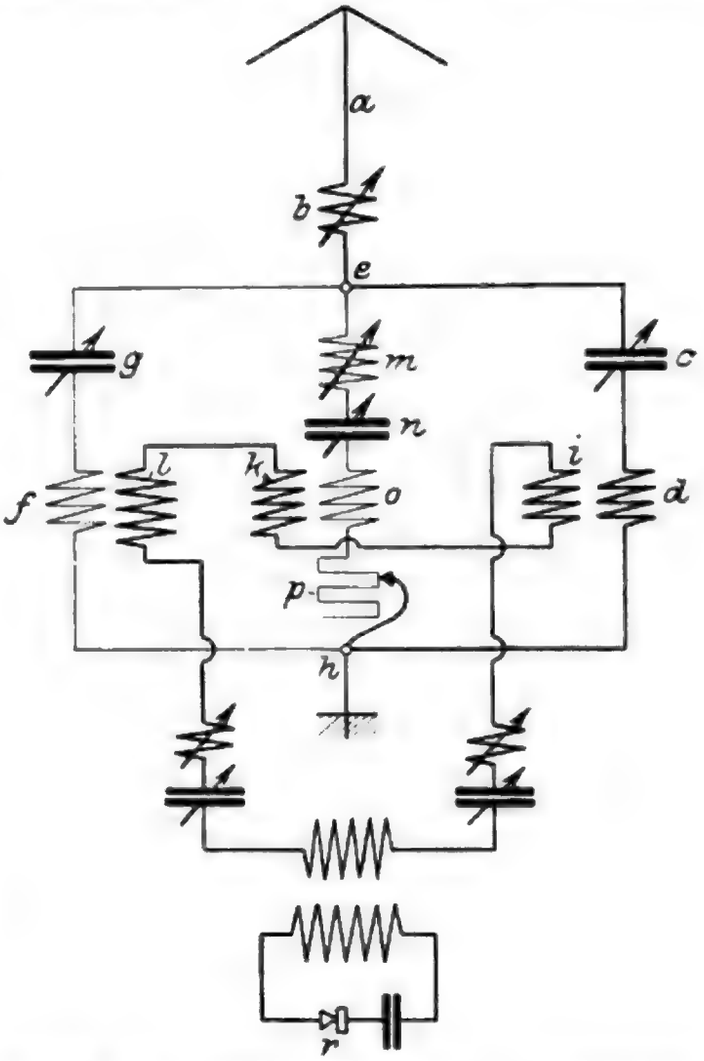


Abb. 583. Nullpunktschaltung von R. A. Fessenden.

naue Symmetrie der Leitungsführung der räumlichen Anordnung usw., so daß jede gegenseitige und auch sonstige nicht beabsichtigte Beeinflussung sicher vermieden ist.

In den für die Betriebswellenlänge vorhandenen Nullpunkten *e* und *h* (Abb. 583) ist einerseits das für den Empfang inbetracht kommende System *e d* angeschlossen, andererseits sind die Systeme *g f* für die Ableitung der Störwellen und *m n o p* durch den Kopplungstransformator *k* für die Einregulierung der Phase vorgesehen. Die Spulen der Kopplungstransformatoren sind so gewickelt oder derartig geschaltet, daß eine Gegeneinanderwirkung der entstehenden EMK stattfindet. Bei Aufnahme von Störwellen im Empfänger, wobei die Phaseneinregulierung durch den Kopplungstransformator *k* zusammen mit dem regulierbaren Widerstand *p* und die Amplitudeneinregulierung durch Näherung, bzw.

Digitized by Google

Entfernung der Kopplungsspulen *i k l* stattfindet, wird der Detektor *r* alsdann nicht erregt.

Störbefreiungsschaltung gegen atmosphärische Störungen und gedämpfte Sender bei Benutzung ungedämpfter Verkehrsschwingungen von O. Scheller (Lorenz A.-G.) Eine andere Schaltungsanordnung von O. Scheller (Lorenz A.-G.) (1913), welche sich in ihrer Wirkung der von Marconi angegebenen (Abb. 581) nähert, insbesondere, um sich bei Benutzung von ungedämpften Schwingungen wenigstens gegen stark gedämpfte Störer (Funkensender oder Luftstörungen) zu sichern, ist in Abb. 584 wiedergegeben. Hierbei ist *a* eine gewöhnliche, nicht zu schwach gedämpfte Antenne, welche z. B. mittels des Transformators *b* induktiv die Energie auf das Empfangssystem *II* überträgt. Dieses kann aus zwei Spulen *c d* und zwei regulierbaren Kondensatoren *e f* bestehen. Die Größen dieser Spulen und Kondensatoren sind so gewählt, daß das Produkt aus Kapazität

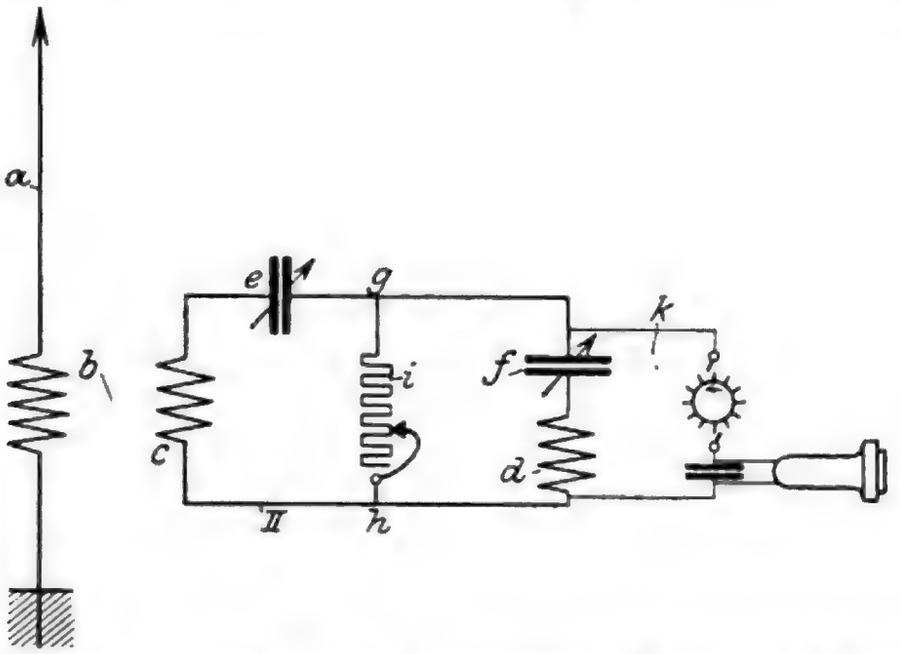


Abb. 584. Störbefreiungsschaltung gegen atmosphärische Störungen bei Benutzung ungedämpfter Verkehrsschwingungen von O. Scheller.

und Selbstinduktion jedes Zweiges gleich ist, so daß in den Punkten *g h* keine Spannungsdifferenz vorhanden ist. Infolgedessen kann bei Erregung mit ungedämpften Schwingungen zwischen die Punkte *g h* ohne weiteres ein entsprechender Ohmscher Widerstand geschaltet werden, ohne daß irgend etwas am Verlauf der Schwingungen geändert wird, da dieser Widerstand stromlos bleibt.

Dies gilt jedoch nur für den stationären Zustand.

Bei Beginn des Vorganges, d. h. wenn die ersten Schwingungen auf das System auftreffen, führt der Widerstand Strom. Hier wirkt das System wie eine einfache Stromverzweigung. Je kleiner der Widerstand ist, desto größer wird der Strom. Es ist deswegen dafür zu sorgen, daß der Widerstand *i* möglichst selbstinduktionsfrei ist. Die Energie, welche durch den Widerstand geht, wird durch diesen vernichtet. Es gilt dies sowohl für gedämpfte, als auch für ungedämpfte Schwingungen. Bei gedämpften Schwingungen werden also die ersten Schwingungen deswegen am stärksten geschwächt. Da die weiteren Schwingungen an sich kleinerer Amplitude sind, so ist damit auch der größte Teil der Energie überhaupt vernichtet, und zwar tritt dies um so stärker ein, je stärker gedämpft die Schwingungen sind.

Ganz anders bei ungedämpften Schwingungen.

Digitized by Google

Hierbei ist die Aufschaukelungszeit, während welcher die Schwingungen durch den Widerstand ebenfalls eine Schwächung erfahren, an sich geringer, jedenfalls aber gegenüber der langen Zeit des Empfangs von Schwingungen gänzlich zu vernachlässigen. Es ist also rasch ein stationärer Zustand im geschlossenen Empfangssystem *II* erreicht, und die Amplituden in dem mit dem eigentlichen Empfänger gekoppelten System *d f* haben bald eine konstante Höhe erreicht; nur die ersten Schwingungen während des Aufschaukelns erfahren eine an sich belanglose Schwächung. Die ungedämpften Schwingungen, selbst diejenigen, die die gleiche Wellenlänge wie die Störer besitzen, werden nur unwesentlich geschwächt.

Die Störbefreiungsschaltung wird um so vollkommener arbeiten, je stärker gedämpft die anzuschaltenden Störschwingungen sind.

Kombinierte Empfangsschaltung für Ausnutzung der Wellenfrequenz und Wellenzugfrequenz von A. Weagant. Um eine noch größere Störungsfreiheit wenigstens für Signale von tönenden Funkensendern herbeizuführen, kann eine kombinierte Empfangsschaltung (A. Weagant, 1918) benutzt werden, welche auf der gleichzeitigen Ausnutzung der Wellenfrequenz und Wellenzugfrequenz basiert, d h. es erreichen läßt, neben der Empfangsabstimmung auf die Wellenlänge noch eine solche auf die Tonhöhe durchzuführen.

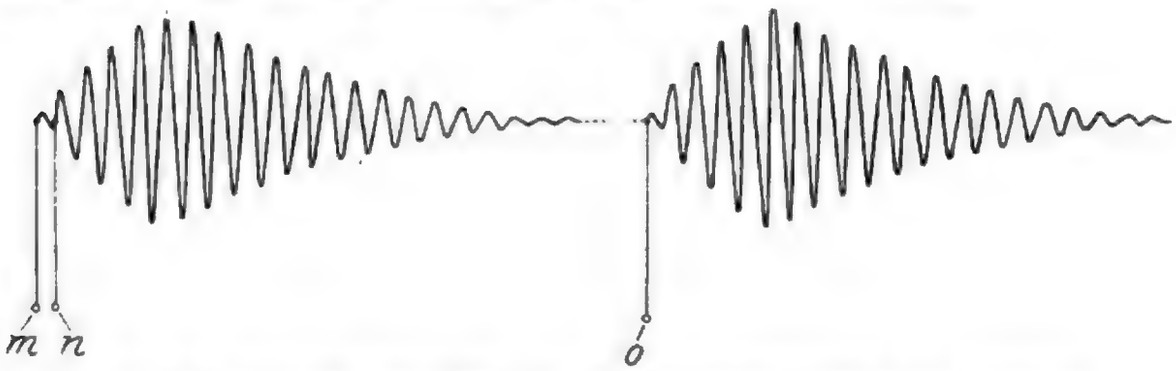


Abb. 585. Schwingungsvorgang bei der Empfangsschaltung von Weagant.

Gemäß Abb. 585 ist die Wellenfrequenz des Empfängers gegeben durch die Distanz *m n*, die Wellenzugfrequenz durch die Distanz *m o*. Beide sollen zur Einwirkung auf den Empfangsindikator (Telephon) gebracht werden, wodurch eine weitere Aussiebung nicht gewünschter Wellen und Wellenzugsgruppen (Tonfrequenz) erzielbar ist. Hierzu soll beispielsweise eine Anordnung gemäß Abb. 586 Anwendung finden. Der primäre Antennenstromkreis *a* ist in gewöhnlicher Weise mit Abstimmitteln zum Empfang der ankommenden Schwingungen in dem gewöhnlichen Wellenlängenbereiche eingerichtet. Mittels der Kopplungsspule *b* wird die Energie auf den geschlossenen Schwingungskreis *c d* übertragen, welcher beispielsweise auf eine Wellenlänge von 300 m (entsprechend Distanz *m n* von Abb. 585) abgestimmt ist. *e* ist ein Blockkondensator, *f* ein Kristalldetektor, welcher Gleichrichtereigenschaften besitzen möge.

Außerdem ist mit diesem sekundären Empfangssystem noch ein drittes System verbunden, welches aus einem relativ großen veränderlichen Kondensator *g*, aus großen variablen Abstimmpulsen *h i* — *i* kann auch ein entsprechend hoher Widerstand sein — und einem Telephon *k* besteht. Dieses dritte System *e g h i k* ist auf die Wellenzugfrequenz entsprechend *m o*, z. B. auf $\lambda = 50000$ m von Abb. 585 abgestimmt.

Die Wirkungsweise ist daher folgende:

Durch das System *c d e f* werden nur Schwingungen der betreffenden Wellenlänge, auf welche das System abgestimmt ist, aufgenommen und nur sofern

Digitized by Google

eine der Wellenzugfrequenz des fernen Senders entsprechende Abstimmung des Systems *e g h k i* vorhanden ist, wird das Telephon *k* zum Ansprechen gebracht. Man nutzt also für die Abstimmung die Wellenfrequenz und die Wellenzugfrequenz aus.

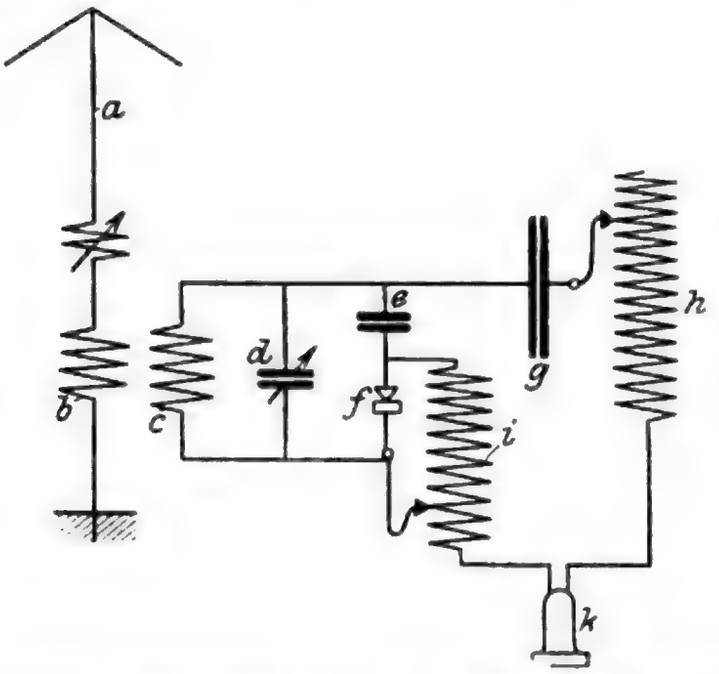


Abb. 586. Kombinierte Empfangsschaltung für Ausnutzung der Wellenfrequenz und Wellenzugfrequenz.

η) Störwirkungsverminderung durch zwei gegeneinander geschaltete Ventildetektoren.

Von Marconi wird ferner noch als weiteres Mittel gegen atmosphärische Störungen die Gegeneinanderschaltung zweier Detektoren (siehe Abb. 587).

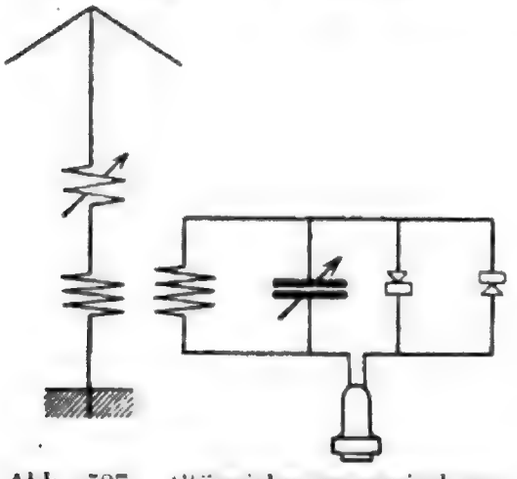


Abb. 587. Störwirkungsverminderung durch zwei gegeneinander geschaltete Ventildetektoren.

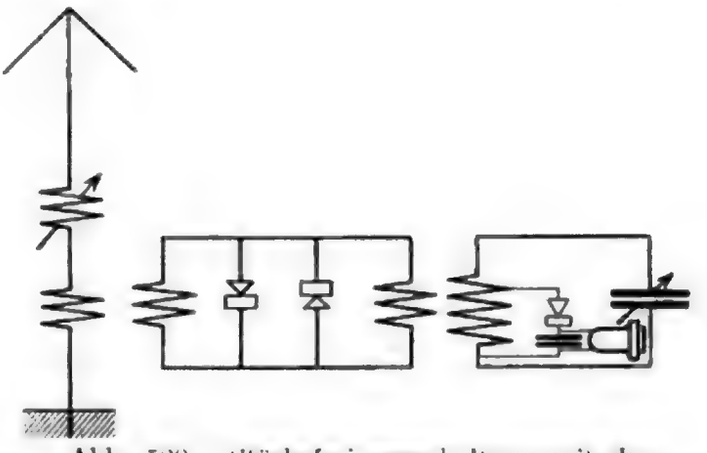


Abb. 588. Störbefreiungsschaltung mit drei Detektoren.

welche Ventilwirkung (Gleichrichtung) besitzen, angewendet, wobei der erste Detektor eine andere Empfindlichkeit besitzt, bzw. auf eine solche einreguliert wird, als der zweite Detektor, was praktisch wohl stets der Fall sein kann oder aber durch Variation des Erregerstromes (bei Vorhandensein von Röhrendetektoren) ohne weiteres möglich ist. Es soll jedoch die Empfindlichkeitsdifferenz beider Detektoren eine möglichst große sein, da bei genau gleicher

Digitized by Google

Empfindlichkeit eine Einwirkung auf das Telephon nicht eintreten würde. Beim normalen Empfang wirkt also nur der empfindliche Detektor, welcher die aufgenommenen Schwingungen gleichrichtet, während bei stärkeren atmosphärischen Störungen beide Detektoren in Tätigkeit treten und auf das Empfangstelephon nur eine entsprechend geringere Differenzwirkung hervorgerufen wird.

Man kann auch gemäß Abb. 588 die beiden Detektoren in einen Zwischenkreis legen und mit einem dritten Detektor empfangen.

ϑ) Störbefreiungsschaltung mit Röhrenzwischenkreis von Marconi.

Es ist ferner auch versucht, bzw. in Vorschlag gebracht worden, die Röhre zur Störbefreiung zu benutzen. Die Anordnung, welche Marconi zu diesem Zweck anzuwenden beabsichtigt, arbeitet gemäß Abb. 589 im Zwischenkreis mit Röhre, also mit Strombegrenzungseinrichtung.

Der Glühdraht c der Röhre soll nur soweit erhitzt werden, daß zwar ein Thermionenstrom erzeugt wird, daß aber möglichst keine Verstärkung hierdurch

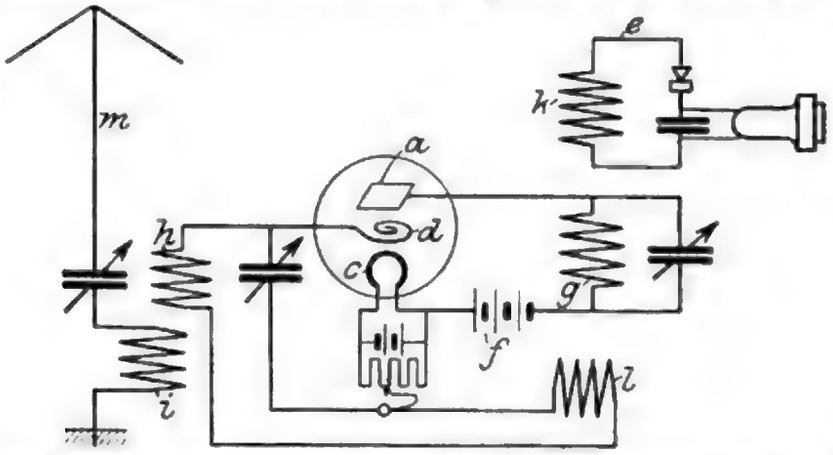


Abb. 589. Störbefreiungsschaltung mit Röhrenzwischenkreis von Marconi.

verursacht wird. Der Glühdraht soll im übrigen nur zum Teil mit einem die Elektronenemission begünstigenden Material versehen werden. Im übrigen soll ein in der Abbildung nicht dargestellter Magnet vorgesehen werden, um einen dünnen Pfad des Elektronenstromes herbeizuführen, welcher bequem geleitet werden kann.

Die Anordnung ist gemäß Abb. 589 so getroffen, daß von dem zwischen der Antenne m und dem Empfänger e liegenden Kreis die Spulen h und i und auch die Spulen g und k aufeinander induzieren können, daß aber noch eine besonders abgezweigte Spule l des Zwischenkreises vorgesehen ist, welche mit der Spule g derart zusammenwirkt, daß nur dann Schwingungen durch den Zwischenkreis hindurchgehen, wenn die Kathode c glühend ist. Im nichterhitzten Zustand der Kathode gehen infolge der Anordnung der Spulen $l\,g$ keine Schwingungen durch den Zwischenkreis hindurch.

Infolgedessen soll es mit der Einrichtung möglich sein, besonders stark gedämpfte Schwingungen, auch wenn deren Amplituden erheblich sein sollten, durch den Schwingungskreis unschädlich zu machen.

ι) Störbefreiung durch Schnelltelegraphie.

Wenigstens in gewissem Sinne ist eine Störbefreiung durch Benutzung der Schnelltelegraphie möglich bei allen Sendern, welche mit ungedämpften Schwingungen oder tönenden Funkensendern arbeiten, da ein und dasselbe

Digitized by Google

Telegramm mehrmals hintereinander von der Sendestation gegeben werden kann und durch Vergleich der vom Schnellschreiber aufgenommenen Telegramme die eventuell verstümmelt angekommenen Wortzeichen ersetzt werden können.

Zwei weitere Methoden mögen nur kurz erwähnt werden.

$\varkappa$) Schutzschaltung gegen stark gedämpfte Störer mittels zwei Antennen.

Die Empfangsstation ist mit zwei Antennen ausgerüstet, von denen die zweite gegen die erste etwas verstimmt ist. Bei normalem Empfang spricht nur die abgestimmte Antenne an. Bei atmosphärischen Störungen (stark gedämpfte Störer allgemein) erfahren beide Antennen und beide mit diesen verbundene Empfangskreise Stöße, welche sich gegenseitig aufheben, indem alsdann die Detektoren gegeneinander wirken.

λ) Abschirmkäfig um die Empfangsantenne zur Ableitung der elektrischen Antennenaufladungen. Faradayscher Käfig (M. Dieckmann. Ch. Buck).

M. Dieckmann hat vorgeschlagen, die Empfangsantenne mit einem Faradayschen Käfig abschirmender, untereinander und mit Erde verbundener Drähte, welche parallel zu den Einzelleitern der Empfangsantenne verlaufen sollen, zu versehen, wobei diese Abschirmdrähte entweder sehr wesentlich gegen die Empfangswellen durch eingeschaltete Selbstinduktionsspulen verstimmt oder besser noch durch Einschaltung von Ohmschen Widerständen aperiodisch gemacht und senkrecht zur Richtung der elektrischen Feldintensität der ankommenden Wellen angeordnet sind.

Wenn es auch nur in beschränktem Umfange möglich sein wird, durch diese Anordnung die Empfangsstörungen zu verringern, insbesondere aus dem Grunde, daß die parallel zu den Empfangsschwingungen führenden Antennenleitern verlaufen und infolge der auftretenden Induktionswicklungen auch außerdem einen nicht unerheblichen Teil der Empfangsenergie aufzehren, so können doch die Ausgleichsströme zwischen Antenne und Erde, welche durch die statischen Aufladungen hervorgerufen werden, wesentlich geschwächt werden.

Dieser Gedanke des Faradayschen Käfigs ist von Ch. Buck (1910) noch weiter entwickelt worden, indem diejenigen Teile der Abschirmleiter, welche den Käfigraum nach außen hin abgrenzen sollen, so geführt sind, daß sie die Endpunkte aller derjenigen Kraftlinien des elektrostatischen Erdfeldes auf sich vereinen, welche sonst in die Leiter des Luftdrahtgebildes eingemündet wären, und wobei ferner diese Leiter so geführt sind, daß sie möglichst nicht in Richtung der elektrischen Feldintensität verlaufen. Die diese Leiter miteinander verbindenden Ausgleichsdrähte — im allgemeinen wird eine Ausgleichsleitung genügen, was wichtig ist, da es sich hierbei nicht völlig wird vermeiden lassen können, daß dieselbe ganz oder teilweise in Richtung der elektrischen Feldintensität verläuft — werden wie oben durch eingeschaltete, selbstinduktive oder Ohmsche Widerstände gegen die ankommenden Schwingungen verstimmt oder schwingungsunfähig gemacht.

Abb. 590 zeigt schematisch die Anordnung für eine einfache Vertikalantenne *a*. Um diese ist das Abschirmsystem *b* aufgebaut. *c* ist eine Ausgleichsleitung, in welche die selbstinduktiven oder Ohmschen Widerstände *f* eingeschaltet sind.

Das Abschirmsystem *b* nimmt daher Erdpotential an und deformiert die luftelektrischen Potentialflächen, deren Schnitte mit einer durch die Spurlinie *e* gelegten Vertikalebene mit *g* bezeichnet sind, so daß die Antenne

Digitized by Google

sich in einem Raume befindet, der annähernd frei von dem elektrostatischen Erdfeld ist.

Es ist bei dieser Anordnung ersichtlich, daß die Energie solcher Wellen mit horizontaler Fortpflanzungsrichtung v, deren elektrische Feldintensität E in einer vertikalen Ebene und deren magnetische Feldintensität M in einer horizontalen Ebene liegt, nicht wesentlich geschwächt oder reflektiert wird, da in Richtung der elektrischen Feldintensität außer der Antenne a nur die eine nicht schwingende Ausgleichsleistung fc vorhanden ist.

Alle derartigen Schutzvorrichtungen können im allgemeinen selbstverständlich nur in geringfügigem Maße die atmosphärischen Störungen verringern, sofern nicht auch gleichzeitig ein erheblicher Energieverlust durch diese Einrichtungen bedingt ist. Letzteres wird allerdings wohl stets der Fall sein, da alle im Antennenfeld angeordneten Metallmassen, namentlich wenn dieselben so erheblichen Umfang besitzen wie die Abschirmkäfige, stark energieverzehrend wirken.

Abgesehen von Spezialfällen kommen daher zur Verringerung der atmosphärischen Störungen Abschirmkäfige für die Praxis wohl kaum inbetracht.

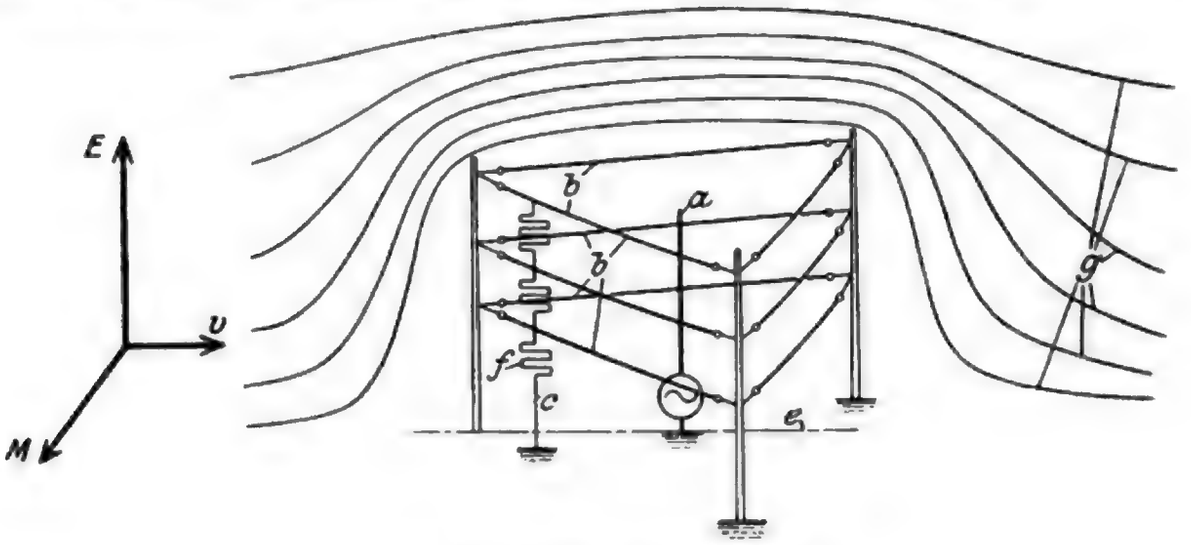


Abb. 590. Faradayscher Käfig.

μ) Störbefreiung durch Spulenempfängerverstärker.

In ausgezeichneter Weise und wohl mit den einfachsten Mitteln kann man sich mindestens von allen denjenigen atmosphärischen Störungen, welche durch die statische Aufladung der Hochantenne durch atmosphärische Einflüsse herbeigeführt werden, gleichgültig wie groß ihr Dämpfungsdekrement ist, dadurch freimachen, daß man anstelle der Hochantenne oder auch der Niedrigantenne und der direkten Erdung, welch letztere mit Bezug auf die Beeinflussung durch atmosphärische Störungen kaum wesentlich günstiger als die Hochantenne ist, da offenbar ein Hinziehen von Potentialflächen bewirkt wird, eine Spulenantenne mit Hochfrequenzverstärkung-Audion-Niederfrequenzverstärkung (siehe Abb. 33, S. 65, Abb. 596, S. 552; II, Abb. 1163, S. 299, Abb. 1164, S. 300) wählt, mit anderen Worten, indem man einen Spulenempfängerverstärker anwendet. Bedingung ist hierfür, wenigstens bisher, daß man mit der Verstärkung nicht allzu hoch geht, da sonst die lokalerzeugten Schwingungen des Empfängers, welcher als Sender von Schwingungen, wenn auch sehr geringer Intensität wirkt, eine Störung des eigenen Empfängerbetriebes bewirken könnten. Zehntausendfache Energieverstärkung, im höchsten Falle jedoch etwa hunderttausendfache Energieverstärkung sind zur Zeit etwa die obere Grenze. Selbst wenn sehr starke atmosphärische Störungen vorhanden

Digitized by Google

sind, welche bei Benutzung einer Hochantenne und eines Sekundärempfängers eine Zeichenaufnahme unmöglich machen, ist ein Empfang mit Spulenempfänger noch ohne weiteres zu erzielen, indem die durch die atmosphärische Elektrizität hervorgerufenen Ladungs- und Entladungserscheinungen im Spulenempfänger lediglich kurze Stöße hervorrufen, welche nur ganz augenblicksweise die Röhrenapparatur in ihrer Tätigkeit beeinträchtigen, so daß immerhin mit einem dauernden Empfang gerechnet werden kann.

Man ist ferner in der Lage, sich durch entsprechende Drehung der Spulenantenne selbst bei großer Energie des eigenen Senders, von den Telegraphierzeichen desselben freizumachen, auch wenn der Abstand zwischen Sender und Empfänger nur gering ist.

Da infolge der Spulenantennenform die hierbei vorhandene Dämpfung ein Minimum ist, ist im übrigen Primärempfang für die Abstimmschärfe wohl meist ausreichend.

b) Störbefreiung gegen Störer (Dämpfungsdekrement der Störschwingungen nahezu dasselbe wie das der Verkehrsschwingungen).

α) Störbefreiung mit mehreren Resonanzsystemen („Aussiebesystemen").

Es sind hier noch einige Worte über eigentliche „Störbefreiung gegen andere nicht gewünschte Sender" zu sagen. Wir haben schon oben gesehen, daß ein Mittel zur Störbefreiung darin besteht, daß mehrere Resonanzkreise, die z. B. induktiv lose miteinander gekoppelt sind, aufeinander induzieren (R. A. Fessenden, G. Marconi), und daß auf diese Weise eine „Aussiebung" von Schwingungen anderer Wellenlänge, allerdings auf Kosten der Energie, erzielt wird (siehe z. B. Abb. 536, S. 489).

β) Störbefreiung von kleinen Störwellen mittels kapazitiver Detektorkopplung, von langen Störwellen mittels induktiver Detektorkopplung.

Ein anderer Gedanke (O. Scheller) besteht auf Grund theoretischer Erwägungen, die praktisch bestätigt werden konnten, in folgendem:

Bei einem gegebenen Empfänger, der z. B. auf 3000 m abgestimmt sein möge, und der entsprechend Abb. 591 sowohl einen kapazitiv angekoppelten Detektor *a*, als auch einen induktiv angekoppelten Detektor *b* besitzen möge, bildet für kleinere Wellen als 3000 m, z. B. solche von 200 m, der Kondensator von *a* einen Kurzschluß, und solche Wellen vermögen diesen Detektorkreis nicht zu stören. Für größere Wellen als 3000 m liegen die Verhältnisse gerade umgekehrt. Für diese ist die Spule *b* ein Kurzschluß, so daß diese langen Wellen den induktiv angekoppelten Detektor nicht stören.

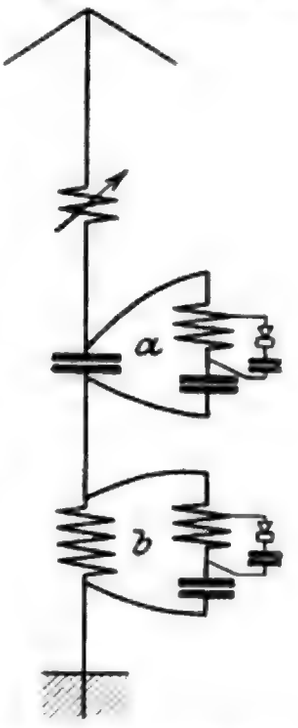


Abb. 591. Schaltung bei kleinen und großen Wellen mittels kapazitiver und selbstinduktiver Detektorkopplung.

Diese Störbefreiung durch Wahl der kapazitiven, bzw. induktiven (konduktiven) Kopplung geht übrigens auch ohne weiteres aus den Resonanzkurven hervor. Diese haben nämlich für einen sehr großen Wellenbereich keineswegs einen symmetrischen Verlauf, sondern vielmehr einen Charakter

Digitized by Google

etwa von Abb. 592, wo Kurve *a* für kapazitive, Kurve *b* für induktive Kopplung gilt.

Hieraus geht ohne weiteres hervor, daß eine Störwelle von 200 m bei kapazitiver Kopplung ganz außerordentlich weniger stört als bei induktiver Kopplung, und daß analoges für eine Welle ca. 8000 m gilt für die induktive (konduktive) Kopplung.

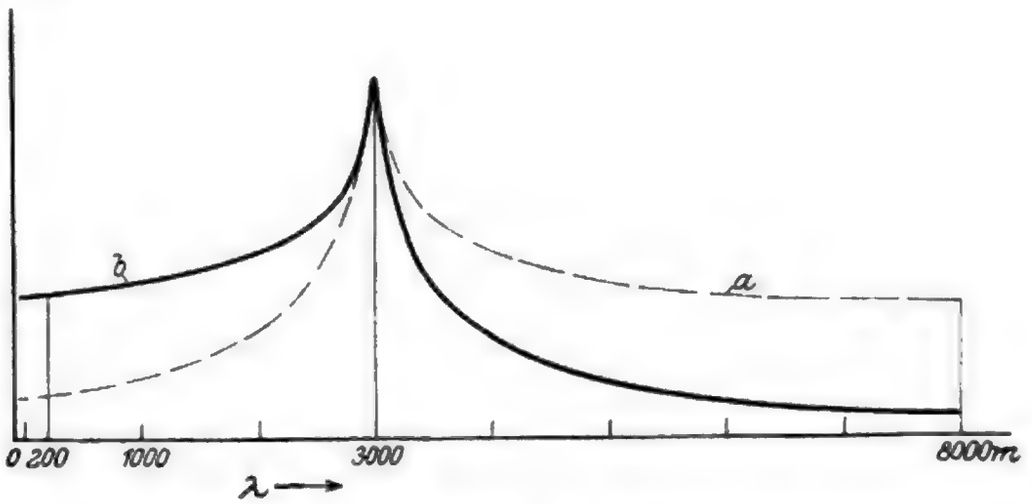


Abb. 592. Unsymmetrische Resonanzkurven für kapazitive und induktive Kopplung.

J. Geheimhaltungseinrichtungen.

Es sind im Laufe der Zeit eine größere Anzahl von Anordnungen vorgeschlagen worden, welche die Geheimhaltung von Telegrammen gewährleisten sollen, da trotz der wesentlich verbesserten elektrischen Abstimmung infolge der bei modernen Empfängern meistens vorhandenen Sucheinrichtungen ein unbefugtes Mithören der Telegramme nicht verhindert werden kann. Insbesondere beruhen dieselben im wesentlichen auf acht voneinander verschiedenen Anordnungen, bzw. Maßnahmen.

a) Mechanische Sende- und Empfangsanordnungen. (Bull, Hovland, Gill.)

Die hierfür benötigten, recht komplizierten Einrichtungen und Apparate sind insbesondere von A. Bull (1904) und Hovland (1912) angegeben und vervollkommnet worden. Sie bestehen in der Hauptsache darin, daß nicht nur die Striche des Morsealphabets im Sender durch eine größere und meistens genau bestimmte Anzahl von Entladungen, die in genau festgelegten Zeitintervallen aufeinander folgen, fest gegeben sind, sondern daß auch die Punkte durch eine geringere Anzahl derartiger Entladungen mit genau bestimmten, aufeinanderfolgenden Abständen definiert sind. Dementsprechend ist der Empfänger ausgebildet, daß er nur auf Schwingungen anspricht, welche in diesem Rhythmus aufeinander folgen.

Sehr ähnlich diesen Anordnungen und eine weitere Fortsetzung des Gedankens in konstruktiver Beziehung ist der Gillsche Selektor. Bei diesem werden ebenfalls zeitlich genau definierte Impulse bestimmter Länge erzeugt, welche z. B. zur Betätigung eines Tasters oder Tastrealais dienen. Die Impulse werden mit einem oder mehreren Zahnrädern, bei welchen die Zähne eine gewisse Anordnung besitzen und sich mit einer bestimmten Tourenzahl drehen, erzeugt. Eine Veränderung der zeitlichen Folge und Dauer der Impulse wird durch verschiedenartige Zahnräder bewirkt. Die in dieser Weise auf den Taster oder das Tast-

Digitized by Google

relais einwirkenden Impulse erzeugen demgemäß elektrische Wellen bestimmter Dauer und zeitlicher Aufeinanderfolge.

Im Empfänger spielt sich der umgekehrte Vorgang ab. Die Betätigung findet in gewöhnlicher Weise mittels eines Detektors, Audions od. dgl. statt. Beim ersten Impulse wird ein Lokalstromkreis geschlossen. Für die weitere Betätigung ist es jedoch erforderlich, daß sich das Zahnrad des Empfängers mit derselben Tourenzahl wie das des Senders dreht und dieselbe Impulszahl wie jene Zahnteilung aufweist. Sofern beide nicht übereinstimmen, wird mindestens eine regelmäßige Telegrammaufnahme ausgeschlossen sein.

Ein Vorteil des Gillschen Selektors, der heute allerdings durch die modernen Spulenempfänger keine wesentliche Bedeutung mehr besitzt, dürfte auch darin beruhen, daß es mit ihm möglich ist, mehrere Empfänger, welche sich gegenseitig nicht stören, gleichzeitig betreiben zu können.

b) Mechanische Abstimmung.

Eine mögliche Ausführung dieses Gedankens beruht darin (J. Zenneck), daß man ein Galvanometer mit wenig gedämpften Eigenschwingungen oder ein Telephon mit einer Membran, deren Eigenschwingungen wenig gedämpft sind, verwendet. Diese Indikationsapparate sprechen nur dann am besten an, wenn die Unterbrechungszahl des Senderunterbrechers dieselbe ist wie die Periodenzahl des Galvanometers oder der Telephonmembran. Die Energie schaukelt sich im Empfangsapparat allmählich so hoch, bis der Empfangsapparat anspricht. Bei Schwingungen anderer Periodenzahl findet keine oder nur eine ungenügende Erregung des Indikationsinstrumentes statt und läßt dieses nicht zum Ansprechen kommen.

Hierin liegt aber auch der Nachteil aller derartigen, mit mechanischer Abstimmung arbeitenden Geheimhaltungseinrichtungen, daß stets eine gewisse Zeit erforderlich ist, bis die Energie sich hochgeschaukelt hat. Diese Einrichtungen hängen daher von der Telegraphiergeschwindigkeit ab. Dadurch daß bei den modernen Funkensendern hohe Entladungszahlen verwendet werden, wird dieser Nachteil allerdings herabgemindert. Immerhin dürfte auch hierbei die noch anzuwendende Telegraphiergeschwindigkeit keine sehr hohe sein.

c) Elektrische Verstimmung.

Diese Anordnung scheint insbesondere von R. A. Fessenden ausgebildet zu sein.

Der Sender soll dauernd Wellen einer bestimmten Wellenlänge (λ_1) aussenden. Die Sendespule ist mit einer Kurzschlußwindung m und Taste n versehen, wobei die Anordnung so getroffen ist (siehe Abb. 593 links), daß bei nicht gedrückter Taste die Windung m eingeschaltet ist (λ_1). Wird die Taste gedrückt, die Kurzschlußwindung also hierdurch ausgeschaltet, so variiert die ausgesandte Wellenlänge um einen geringen Betrag auf λ_2, und zwar ist auf diese Wellenlänge der Empfänger abgestimmt.

Dieser besteht gemäß Abb. 593 rechts aus einem Empfangsluftleiter, welcher sich in seinem unteren Teile in zwei verschiedene Zweige gabelt. Die Abstimmung ist hierbei derart, daß Luftleiter und Zweig $b\,c\,d$ auf die Welle des Senders (λ_2) bei niedergedrückter Taste abgestimmt sind, während das aus Luftleiter und dem anderen Zweige gebildete System $e\,f\,d$ auf die bei nicht gedrückter Taste vorhandene Dauersenderwelle (λ_1) abgestimmt ist.

Die Spulen c und f induzieren auf zwei gleichartige, aber entgegengesetzt gewickelte Spulen g und h, welche mit dem Detektor i verbunden sind. Infolgedessen heben sich die Wirkungen auf den Detektor bei nicht gedrückter Sende-

Digitized by Google

taste (λ_1) ungefähr auf. Bei der Dauersendewelle wird infolgedessen im Detektorkreise keine nennenswerte Energie hervorgerufen, und es wird der Detektor nicht ansprechen.

Sobald jedoch die Taste im Sender betätigt wird (λ_2) erhält man infolgedessen im Zweige *b c* relativ starke Schwingungen, und es wird infolgedessen die Wirkung auf die Spulen *c g* nicht aufgehoben, der Detektor *i* wird erregt.

d) Schnelltelegraphie mit Wellenvariation.

Durch Anwendung eines Schnellgebers, welcher allerdings auch einen geeigneten Empfänger für hohe Wortgeschwindigkeiten voraussetzt, kann, insbesondere wenn man mit positiven und negativen Wellen arbeitet, und sofern eine rasche Wellenvariation vereinbart ist, eine Geheimhaltung der Telegramme bewirkt werden. Die bisherige meist nur geringe Betriebssicherheit der Schnellverkehrseinrichtungen, hauptsächlich des Senders, und die hierbei stets vorhandene geringere Empfangsenergie werden der Benutzung auch dieser sonst fast idealen Geheimhaltungseinrichtung allerdings meist hindernd im Wege stehen.

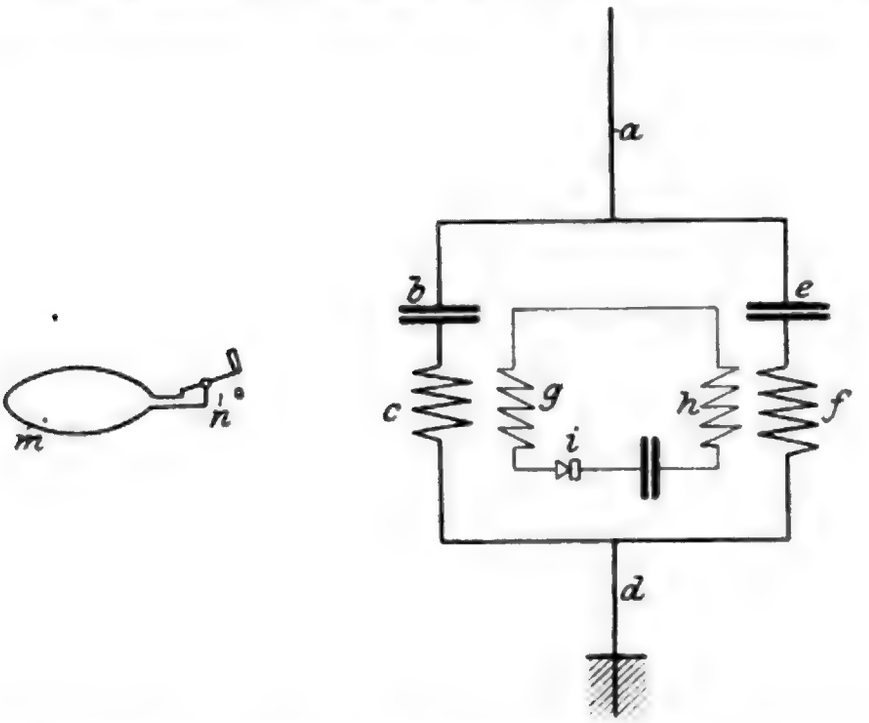


Abb. 593. Verstimmungsschaltung zur Geheimhaltung von R. A. Fessenden.

e) Begrenzte Geheimhaltung durch ungedämpfte Senderschwingungen („positive und negative Wellen").

Eine gewisse Geheimhaltung ist im übrigen bei allen Sendern vorhanden, die mit ungedämpften Schwingungen arbeiten, insbesondere bei den Poulsenschen Lichtbogensendern, ebensowohl aber auch bei Röhrensendern. Einmal sind nämlich zum Empfang dieser ungedämpften Schwingungen besonders geartete Empfangseinrichtungen (Tikker, Schwebungsempfänger) erforderlich, und die gewöhnlichen Empfangsdetektoren sprechen, wenn nicht besondere Umstände vorliegen, z. B. sehr große Sendernähe, nicht an, zweitens ist die Abstimmschärfe, die bei Anwendung dieser ungedämpften Sender möglich ist, eine sehr hohe, und es ist ohne weiteres angängig, mit geringer Verstimmung

Digitized by Google

zu tasten. Man erhält auf diese Weise eine sogenannte „positive und negative Welle", auf welche man den gerade bei ungedämpften Schwingungen möglichen, sehr schwach gedämpften Empfänger abstimmen kann. Man kann alsdann die Verstimmung zwischen den beiden Wellen so gering wählen, daß ein gewöhnlicher, nur mäßig gering gedämpfter Empfänger nicht anspricht. Wenn man weiterhin noch eine rasche und häufige Wellenvariation für Sender und Empfänger durchführt, was außer der Bewältigung der infolge der geringen Spannungen verhältnismäßig einfachen technischen Durchbildung eine Betriebsfrage ist, so kann man auf diese Weise schon eine gewisse Geheimhaltung der Telegramme erreichen.

f) Gerichtete Telegraphie.

Sofern es gelingt, tatsächlich ein gerichtetes Senden herbeizuführen, besteht wenigstens in gewissem Sinne die Möglichkeit zur Geheimhaltung, indem man den betreffenden Sender nach dem Empfänger hin richtet, nach welchem das Senden gewünscht wird und hierbei die Energie nur so stark wählt, daß eine größere Reichweite als bis zu dem betreffenden Empfänger hin nicht herbeigeführt wird.

Da die meisten der bisher bekannt gewordenen gerichteten Sender nur eine beschränkte Richtwirkung haben, kommt diese Methode als Geheimhaltungseinrichtung bisher kaum inbetracht. Immerhin sind die Zukunftsaussichten der scharf gerichteten Telegraphie und somit auch der hierdurch möglichen Geheimhaltung günstige.

g) Geheimtelegraphiereinrichtung unter Benutzung der neutralen Linie.

Von F. Kiebitz (1918) ist eine auf Benutzung des Kursweisers beruhende Geheimtelegraphieranordnung angegeben worden. Benutzt werden zwei Sendestationen *a* und *b*, welche durch eine Relaisleitung derartig verbunden werden, daß z. B. von *a* aus der Sender *b* getastet werden kann. *a* sendet z. B. das Morsezeichen *a* (• —), *b* das Morsezeichen *n* (— •). Sind beide Sender gleich stark, so hört man in der auf der Verbindungslinie von *a* und *b* errichteten Mittelsenkrechten einen Strich, da dieses die neutrale Linie ist. Wenn man nun ein Umschaltwerk dauernd laufen läßt, welchem die Morsezeichen zugeführt werden, so werden sie in Bruchstücke zerteilt, und es ist für alle Stationen, welche nicht gerade auf der neutralen Linie liegen, nicht möglich, in die Morsezeichen einen Sinn hinein zu bringen. Nur der in der neutralen Linie liegende Empfänger kann das Morsetelegramm richtig abhören, da nur ein solcher Empfänger den Eindruck hat, als ob die Zeichen von einem Sender herrühren.

h) Geheimschrift.

Die einfachste und in den meisten Fällen auch beste Geheimhaltung besteht nach wie vor in der Benutzung einer Geheimschrift, da diese bei einigermaßen geschickter Chiffrierung nur in den seltensten Fällen und auch dann nur zufällig, immer aber nur mit einem gewissen Zeitverlust dechiffriert werden kann.

K. Verstärkung der Empfangsschwingungen.

Schließlich sind noch einige Worte über die Verstärkung der empfangenen Schwingungen zu sagen, welche vor einiger Zeit revolutionierend nicht nur die gesamte Empfängerausbildung beeinflußt hat, sondern auch den Stationsverkehr und deren Aufbau wesentlich modifizierte. Ist doch durch Anbringung und Benutzung moderner Röhrenlautverstärker in Verbindung mit der Konstruktion hochwertiger, schwach gedämpfter, die Empfangsenergie außerordent-

Digitized by Google

lich besser verwertender Empfänger die Möglichkeit gegeben, daß man etwa mit dem zehnten Teil der früher bei Funkensender-Empfängern erforderlichen Energie auskommt.

a) Mechanisch wirkende Verstärker.

Die mechanischen Verstärker bestehen darin, daß der vom Detektor erzeugte, außerordentlich geringe Strom entweder einem oder mehreren Telephonrelais oder mehreren in Serie geschalteten Mikrophonrelais zugeführt wird und hierdurch eine allmähliche Steigerung erfährt. Der prinzipielle Nachteil dieser mechanischen Verstärker besteht darin, daß sie von vornherein einer viel zu großen Stromstärke bedürfen, um überhaupt anzusprechen, und daß sie weiterhin auch nicht geeignet sind, den überaus schnellen und feinsten Stromschwankungen zu folgen, wie dieses durch die „masselosen" Röhrenverstärker ohne weiteres möglich ist.

Infolge der großen Erschütterungsempfindlichkeit, welche derartige Apparate, soweit sie über eine genügende Empfindlichkeit verfügen, im allgemeinen besitzen, sind dieselben meist nur für feste Stationen anwendbar und leiden auch hier wohl allgemein an Betriebsunsicherheit, so daß sie nur noch in den seltensten Fällen benutzt werden dürften.

b) Röhrenlautverstärker.

a) Allgemeine Gesichtspunkte. Hochfrequenz- und Niederfrequenzverstärkung. Energiesteigerung.

Für die Verstärkung von Empfangsschwingungen ist es wesentlich, ob die Intensität derselben unterhalb oder oberhalb des „Schwellwertes" liegt, bei welchem ein Empfang mit Kristalldetektor oder Audionröhre und empfindlichem Telephon noch möglich sein würde.

Ist die Empfangsintensität unterhalb dieses Schwellwertes, so kommt man mit einer reinen Niederfrequenzverstärkung allein nicht aus. Selbst wenn man eine große Anzahl von Niederfrequenzverstärkern hintereinanderschalten würde, würden sich dennoch keine brauchbaren Resultate erzielen lassen, da schließlich parasitäre Ströme, Ladeströme, Eigenschwingungen usw. eine erheblich intensivere Verstärkung erfahren würden als der eigentlich zu verstärkende Strom und außerdem schließlich der mit Lautverstärkern versehene Empfänger selbst Senderschwingungen aussendet. Man ist alsdann vielmehr genötigt, um den Schwellwert zu erreichen, bzw. zu erhöhen, zunächst eine Hochfrequenzverstärkung vorzusehen, welche je nach dem gewünschten Verstärkungsgrad, bzw. entsprechend der Empfangsintensität, aus einer Einfach- oder Mehrfachhochfrequenzverstärkung bestehen wird. Erst nachdem der Schwellwert genügend hoch gerückt ist, kann man unter Zwischenschaltung eines Audions oder anderen Detektors eine entsprechend weitere Verstärkung der Lautintensität durch eine Niederfrequenzverstärkungsanordnung vorsehen.

Während es für letztere im wesentlichen gleichgültig ist, ob die ihr zugeführte zu verstärkende Energie einem schwingungsfähigen oder aperiodischen System entnommen wird, ist es für die Hochfrequenzverstärkung wesentlich, daß die ihr zugeführte Energie aus einem Schwingungskreise herrührt.

Im nachstehenden soll bei Verstärkern mit zwei oder mehreren Röhren verstanden werden: unter „Anfangsverstärkung" die erste Verstärkerröhre, in welche der zu verstärkende Strom direkt oder mittels eines Transformators hineingeleitet wird, unter „Endverstärkung" die letzte Verstärkerröhre, welche den entsprechend verstärkten Strom an den Indikationsapparat (Telephon) abgibt.

Für alle Verstärker, insbesondere Hochfrequenzverstärker gilt, daß der zu erzielende Verstärkungsgrad nicht nur von der Güte und Beschaffenheit

Digitized by Google

der Röhren, ihrer Anzahl, Schaltung usw., sondern von der Art und dem Zustande des Zusammenbaues der Gesamtanordnung, namentlich der Kopplungsteile, sowie von der Isolierung abhängt.

Dadurch, daß man mehrere Verstärkerröhren unter Zwischenschaltung von Transformatoren in Serie schaltet, kann man prinzipiell, gleichgültig ob es sich um Hochfrequenz- oder Niederfrequenzverstärkung handelt, die Energie außerordentlich steigern (Schaltung siehe z. B. II, Abb. 1120, S. 257; Abb. 1124, S. 260; Abb. 1128, S. 263; Abb. 1129, S. 264; Abb. 1131, S. 265; Abb. 1237, S. 374; Abb. 1238, S. 376; Abb. 1243, S. 381; Abb. 1247, S. 384; Abb. 1255, S. 392). Bei zweckentsprechender Dimensionierung und vorteilhafter Röhrenform sind ohne weiteres folgende Energiesteigerungszahlen zu erreichen:

durch die erste Röhre ca. 10 bis 40fache Energiesteigerung,
durch die erste und zweite Röhre ca. 100 bis 400fache Energiesteigerung,
durch die 1., 2. und 3. Röhre ca. 1000 bis 4000fache Energiesteigerung.

Bei einer etwa 10000fachen Energiesteigerung liegt zur Zeit die praktische Grenze. Es erscheint im übrigen nicht unbedenklich, die Verstärkung, insbesondere die Niederfrequenzverstärkung allzuweit zu treiben. Bei sehr stark mit atmosphärischen Entladungen gesättigter Luft, wie z. B. kurz vor Gewittern, kann es nämlich möglich sein, daß, wenn die Empfangsenergie des fernen Senders nicht sehr groß ist, man mit dem Spulenempfänger-Hochfrequenzverstärker allein noch leidlich die Zeichen abfangen kann, während bei Benutzung derselben Apparatur in Serie mit einem Niederfrequenzverstärker die atmosphärischen Störungen so erheblich verstärkt werden, daß an ein Abhören der Morsezeichen nicht mehr zu denken ist.

Es ist im übrigen zu beachten, daß es sich nicht um eine Transformation der Energie bei dem Röhrenverstärker, sondern um einen tatsächlichen Energieverstärkungsvorgang handelt, indem die pro Stufe verstärkte Energie aus der betreffenden jeweiligen Anodenfeldbatterie entnommen wird.

Wählt man die Schaltung so, daß die Verstärkung erfolgt, bevor die Schwingungen dem Detektor zugeführt werden, so erhält man die beste überhaupt denkbare Verstärkungsart, nämlich die sogenannte „Hochfrequenzverstärkung". Eine Verzerrung der verstärkten Schwingungen findet hierbei alsdann nicht statt, wohl aber können andere Störungen, die unbeabsichtigt in den Primärkreis hineingelangen, mit verstärkt werden.

Im umgekehrten Fall, welcher dann vorliegt, wenn die Empfangsenergie den Detektor passiert hat, also erst in dem durch den Detektor umgeformten Zustand dem Verstärker zugeführt wird, hat man die sogenannte „Niederfrequenzverstärkung".

Im übrigen ist, da die Elektronenröhre ein praktisch masseloses Relais darstellt, eine nach Phase- und Kurvenform unverzerrte Verstärkung gewährleistet. Der Verstärker ist also mechanisch völlig unempfindlich. Man kann diese Art der Verstärkung als aperiodisch bezeichnen.

β) Hochfrequenzverstärkung.

Eine betriebssichere und empfindliche Anordnung für die Verstärkung von Audionfrequenzen und elektrischen Wellen war erst durch die Kombination eines wohl zuerst von de Forest angegebenen und benutzten Gasdetektors mit Gitterelektrode und einem gewöhnlichen Detektor gegeben. Von de Forest rührt auch bereits die Variante her, daß an Stelle des Detektors eine zweite Röhre mit geheizter Kathode benutzt wurde, so daß eine Ventilwirkung der zu verstärkenden Schwingungen erzielt war (siehe II, S. 220 ff.).

Es wird hierbei bereits die dem eigentlichen Detektor zugeführte schwingende Energie, also Hochfrequenzenergie, in ihrer Amplitude verstärkt. Dabei ist

Digitized by Google

die Tatsache wesentlich, daß der als Verstärker dienende Gasdetektor an ein besonderes elektrisches Hilfsfeld gelegt ist.

Eine Anordnung (Telefunken), welche eine sehr erhebliche Verstärkung der Empfangsenergie auf dieser Grundlage erreichen läßt, gibt Abb. 594 wieder (sogenannte „Hochfrequenzverstärkungsschaltung").

Die von der Antenne *a* aufgenommenen Schwingungen werden zunächst, z. B. mittels eines Transformators *b*, dem geschlossenen, auf die betreffende Wellenlänge abgestimmten Schwingungskreis *e* und sodann der Röhre *a d c* zugeführt und zwar indem an den Sekundärempfangskreis einerseits die durch eine besondere Batterie *f* geheizte Kathode *c*, andererseits eine mit möglichst großer Oberfläche ausgebildete Hilfsanode (Gitter) mit oder meist ohne Zwischenschaltung einer Gleichstrombatterie angelegt ist. Um das Optimum der Verstärkung einregulieren zu können, ist es notwendig, den Heizstrom und damit den von der Kathode ausgehenden Thermionenstrom richtig zu bemessen. Zu diesem Zwecke wurde früher in den Heizstromkreis der Anode *c* ein regulierbarer Widerstand eingeschaltet, welcher verhältnismäßig bald durch einen auto-

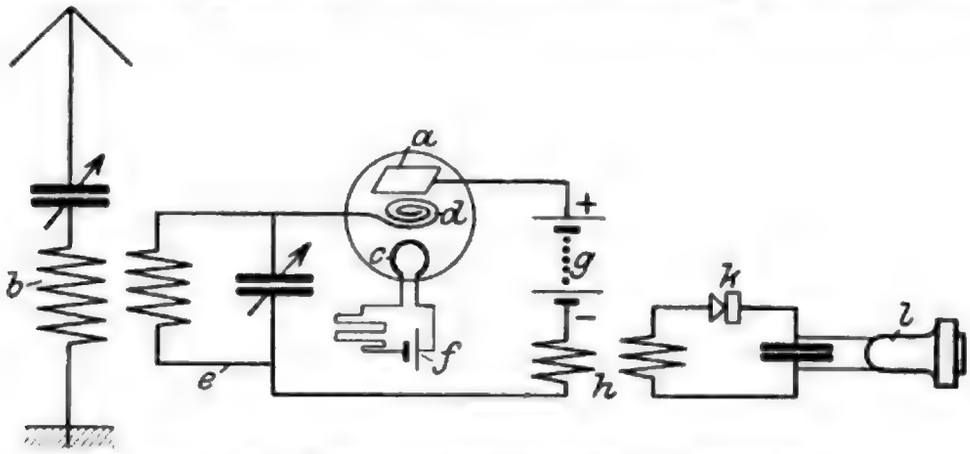


Abb. 594. Hochfrequenzverstärkung (Telefunken).

matischen, die richtige Heizstromstärke einregulierenden Eisenwasserstoffwiderstand ersetzt wurde. Außerdem ist zwischen die Heizelektrode *c* und die Anode *a*, also in das Anodenfeld noch ein Kopplungstransformator *h*, welcher kein Eisen enthält, für den eigentlichen Detektor *k* geschaltet. Man kann auch, statt mit nur einem Telephon abzuhören, zwei oder mehr Telephone gleichzeitig einschalten, wobei alsdann die Energie in jedem Telephon der jeweilig benutzten Zahl entsprechend geringer wird. Die Verstärkung ist im übrigen bei Serienschaltung der Telephone günstiger als bei Parallelschaltung. Indessen ist der resultierende Telephonwiderstand von Fall zu Fall zu berücksichtigen.

Um eine genügende Verstärkung zu erzielen, muß man dem Gitter ein negatives Potential aufdrücken gegenüber der Kathode, was automatisch durch Anlegen an die Anodenfeldbatterie geschieht. Ist das Gitter *f* sehr negativ aufgeladen, so wird der Anodenstrom entsprechend stark geschwächt. Hingegen wächst letzterer bei positiver Gitteraufladung, bis er schließlich einen von der Aufladung abhängigen Höchstwert erreicht, der empirisch festgestellt werden muß.

Die Wirkungsweise der Anordnung kann man sich etwa folgendermaßen vorstellen. Durch die Heizung des Glühfadens *c* bis zu heller Weißglut in hohem Vakuum der Röhre werden in den Metallmolekülen des Fadens die Elektronen gelockert, so daß sie an und für sich schon die Tendenz haben, sich vom Faden mit einer gewissen Geschwindigkeit abzulösen. Dadurch nun, daß an den Faden *c* und die Anode *a* die Batteriespannung *g* von ca. 100 Volt gelegt ist, wird auch

Digitized by Google

im Ruhezustand ein permanenter, intensiver Elektronenstrom von *c* nach *a* hin stattfinden, wenn nicht die diese Wirkung zum Teil verhindernde Gitterelektrode *d* vorgesehen wäre. Diese hält vielmehr in der Röhre eine Art Gleichgewichtszustand aufrecht. Sobald nun bei Empfang Wellen auf das Gitter *d* einerseits und an die Kathode *c* andererseits auftreffen, wird dieser Gleichgewichtszustand gestört, die retardierende Wirkung des Gitters also aufgehoben, und es bildet sich ein entsprechend intensiver Elektronenstrom zwischen *c* und *a* aus, wobei dieser Elektronenstrom durchaus im Rhythmus der aufgenommenen Morsezeichen vor sich geht. Infolge des zwischen Heizkathode und Anode liegenden Hilfsfeldes wird also die Amplitude der empfangenen Schwingungen, dem Felde entsprechend, vergrößert (siehe z. B. Abb. 541 bis 543, S. 492 ff.). Diese in ihrer Amplitude vergrößerten Schwingungen wirken auf den Detektor ein und bringen bei richtiger Einstellung in diesem ein außerordentlich viel lauteres Empfangsgeräusch oder bei Tonempfang einen lauteren, tönenden Empfang hervor, als dies bei alleiniger Verwendung des Detektors der Fall sein würde.

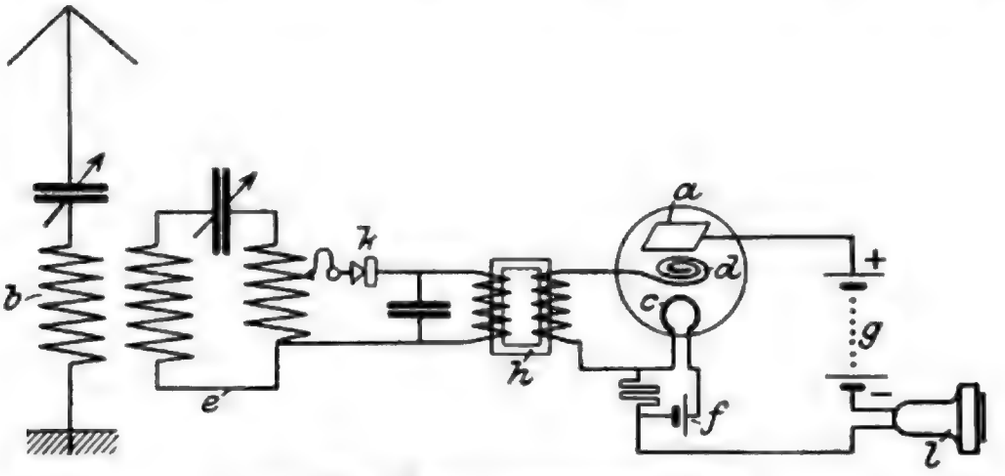


Abb. 595. Niederfrequenzverstärkung.

Allerdings können durch diese Anordnung auch störende Wellen in ihrer Wirkung verstärkt werden, und man muß darauf achten, daß sich in der Nähe des Empfängers keine funkenden Kollektoren oder dergleichen befinden. Viel günstiger hinsichtlich der erzielbaren Lautstärke sind die Schaltungen mit „Rückkopplung" (siehe die auf S. 547 aus Teil II angegebenen Bezugsstellen).

γ) Niederfrequenzverstärkung.

Man kann auch die vom Detektor empfangene und umgeformte Energie (also die Mittelfrequenz, Audionfrequenz) mittels der Röhre verstärken, erhält jedoch alsdann nur eine wesentlich geringere Amplitudenvergrößerung.

Eine hierfür inbetracht kommende prinzipielle Schaltung zeigt Abb. 595.

Die Empfangsenergie wird in bekannter Weise auf den Detektor *k* übertragen und von diesem in einen Niederfrequenzstrom, den Schwingungsimpulsen des Senders entsprechend, umgeformt. Anstelle nun ein Empfangstelephon zur Wahrnehmung dieser Impulse direkt mit dem Blockkondensator zu verbinden, ist an diesen ein kleiner, zweckmäßig eisengeschlossener Transformator *h* (Telephontransformator) angeschlossen, welcher einerseits über die Heizbatterie *f* (deren Spannung z. B. 6 Volt betragen kann) unter Zwischenschaltung eines Schiebewiderstandes oder eines automatisch wirkenden Eisenwasserstoffwiderstandes mit der Heizelektrode (Kathode) *c*, andererseits direkt mit der Gitterelektrode *d* verbunden ist. Das Telephon *l* ist in den aus Anode *a* und Hilfsfeldbatterie *g* (bei älteren Röhren ca. 90—100 Volt Spannung, bei neueren Röhren ungefähr

Digitized by Google

die Hälfte oder nur einen Bruchteil derselben) bestehenden Kreis eingeschaltet. Anstelle der direkten Anschaltung des Telephons könnte selbstverständlich auch wiederum ein Transformator mit einem zweiten Verstärker verwendet werden, und es könnte auf diese Weise eine abermalige Verstärkung der Detektorenenergie herbeigeführt werden.

Die Wirkung der Anordnung ist eine ähnliche, wie oben geschildert. Die glühende Kathode *c* sendet Elektronen aus, welche durch die Gitterelektrode *d* nach der Anode *a* hin gelangen. Außerdem ist zwischen der Kathode *c* und der Anode *a* noch die Spannung des Hilfsfeldes der Batterie *g* vorhanden, so daß bei Betätigung der Röhre ein wenn auch schwacher andauernder Strom zwischen *c* und *a* vorhanden ist. Derselbe erfährt eine Verstärkung, sobald bei Empfang von Schwingungen der Detektor einen Niederfrequenzstrom hervorruft und infolgedessen die Leitfähigkeit zwischen der Kathode *e* und der Gitterelektrode *f* verbessert wird. Dieser so verstärkte Strom gelangt im Empfangstelephon *g* zum Ausdruck. Schließlich kann man auch bei Benutzung selbst nur einer Röhre als Verstärker eine Kombination von Hochfrequenz- und Niederfrequenzverstärkung herbeiführen.

Eine besonders große Empfindlichkeit, d. h. eine besonders intensive Lautverstärkung wird durch die Kombination Hochfrequenzverstärkung-Audiondetektor-Niederfrequenzverstärkung erzielt. Unter Wahl günstiger Verhältnisse kann die hierdurch bewirkte Verstärkung so groß sein, daß ohne irgend eine Antenne mit einer einfachen Spule von 1—1½ m Durchmesser zusammen mit der gesamten Anordnung auf mehrere 1000 km von größeren oder Großstationen aus empfangen werden kann.

Man erhält mit anderen Worten den

L. Spulenempfänger — Verstärker.

Bei sämtlichen bisherigen Empfangsanordnungen war vorausgesetzt, daß an eine definierte Hoch- oder Niedrigantenne der eigentliche Empfänger angeschaltet sein sollte. In allen diesen Fällen war mit einer direkten Erdung, einem Gegengewicht oder einer Kombination beider gerechnet.

Die hochentwickelten Lautverstärkungseinrichtungen haben jedoch gelehrt, daß man auch ohne eine derartige Antennenerdung einen vollkommen betriebssicheren Empfang gewährleisten kann, wenn man als „Aufsaugeorgan" eine Spule (Rahmen) benutzt (siehe z. B. Abb. 33, S. 65, Abb. 486, S. 437).

Die Möglichkeit, mit derartigen Spulen, deren Durchmesser z. B. für den Empfang europäischer Großstationen in Mitteleuropa nur etwa 1,5 m, für den Empfang von amerikanischen Großstationen nur etwa 4 m zu betragen braucht, zu empfangen, beruht auf der Ausnutzung des magnetischen Kraftfeldes. Infolgedessen ist die Spule beim Empfang auch möglichst so zu orientieren, daß ein Maximum von Kraftlinien senkrecht durch die Spulenfläche hindurchgeht. Wie bereits auf S. 437 auseinandergesetzt, ist der Richteffekt einer derartigen Spule verhältnismäßig scharf, so daß hiermit auch gut fremde Stationen gesucht werden können.

Selbstverständlich ist es nicht erforderlich, die Spule, welche im allgemeinen aus etwa 10—40 Windungen besteht, genau kreisförmig zu gestalten. Man kann beispielsweise die Spule auch rechteckig, z. B. an einer Zimmerwand anordnen. Um die Spulenfläche zu vergrößern, kann man auch zwei senkrecht aufeinander stehende Wände benutzen. Die Richtwirkung wird alsdann der Lage und Größe der aufeinander senkrecht stehenden Spulenflächen entsprechen. Man kann im übrigen mit noch kleineren Spulenabmessungen auskommen, wenn man die Hochfrequenz-Niederfrequenzverstärkung noch weiter treibt, als dies bei

Digitized by Google

dem nachfolgenden Beispiel angenommen ist. Es hat dieses jedoch aus praktischen Gründen meist nicht viel Zweck, da die Ersparnis an Spulengröße in keinem Verhältnis zu der für die notwendige größere Lautverstärkung erforderlichen komplizierten Verstärkungseinrichtungen steht und sich bei einer zuweitgehenden Lautverstärkung auch zuviel Störungen einstellen.

Der Spulenempfänger besteht außer der bereits erwähnten, mit Abstimmmitteln versehenen Spule aus einer Röhrenapparatur, welche z. B. gemäß der Abb. 596 geschaltet sein kann. *a* ist die Spule, welche die Empfangsenergie aus dem Raume aufnimmt und einer zweckmäßig symmetrisch gestalteten Abstimmspulenanordnung *b*, sowie einem Abstimmkondensator *c* zuführt. An den Klemmen *d* ist die auf die fernen Senderschwingungen abgestimmte Empfangsenergie vorhanden und könnte, wenn die Amplitude genügend groß wäre, einem Detektor zugeführt werden, um in gewöhnlicher Weise mittels eines Telephons wahrnehmbar gemacht zu werden. Da indessen gegenüber gewöhnlichen Empfangsintensitäten die vorhandene Amplitude bei der relativ außerordentlichen Kleinheit der Aufnahmespule *a* nur verschwindend gering ist, ist es notwendig, eine intensive Verstärkungseinrichtung zu benutzen. Diese besteht teils, um den Schwellwert der Empfangsenergie genügend zu erhöhen, in einer Hochfrequenzverstärkung, anderenteils aber, um die Lautstärke hinreichend groß zu machen, in einer Niederfrequenzverstärkung. Es sind aber ohne weiteres die verschiedensten Varianten dieses Grundgedankens möglich. So kann man, wie bereits bemerkt, um mit besonders kleinen Antennenspulenflächen auszukommen, wenn es sich z. B. darum handelt, für besonders bequemen Transport die Antenne in der Tasche mit sich zu führen, eine Mehrfachhochfrequenzverstärkung anwenden und dann erst die Niederfrequenzverstärkung daranschalten. Ist dieses nicht erforderlich, und steht für den Empfang einer nicht allzuweit entfernten Station eine Wandfläche zur Verfügung, so kann man auch mit einer Einfachhochfrequenzverstärkung auskommen und kann sich mit einer aus mehreren Röhren bestehenden Niederfrequenzverstärkung begnügen. Bei dem vorliegenden Beispiel (Lorenzwerke, Wien) gemäß Abb. 596 ist etwa der erste Fall vorausgesetzt.

Die an den Klemmen *d* abgenommene Empfangsenergie wird drei in Serie geschalteten Hochfrequenzverstärkerröhren *e* zugeführt, wodurch der Schwellwert der Empfangsenergie etwa um das Hundert- bis Fünfhundertfache erhöht wird. Darauf geht die Energie in die beiden als Audion und Niederfrequenzverstärkungsröhren wirkenden, parallelgeschalteten Röhrenpaare *f* über und kann von hier aus mittels eines Transfomators *g* entweder direkt einem Abhörtelephon zugeführt werden, oder, wie in der Abbildung gleichfalls angedeutet, nach Passieren eines Eingangstransformators *h* einem aus drei Röhren bestehenden besonderen Niederfrequenzlautverstärker *i* aufgedrückt werden. Erst an dem letzten Ausgangstransformator *k* liegt das eigentliche Empfangstelephon *l*.

Besonders beachtenswert an dieser Schaltung ist der Fortfall aller Transformatoren zwischen den Hochfrequenzverstärkerröhren. Um die der jeweilig nächstfolgenden Hochfrequenzverstärkerröhre aufzudrückende erhöhte Spannungsamplitude herzustellen, sind anstelle von Transformatoren hochohmige Widerstände *m* vorgesehen. Es ist hierdurch nicht nur eine Ersparnis an teuren Apparaten bewirkt, welche durch billige Widerstände ersetzt sind, sondern es ist auch der elektrische Vorteil erreicht, daß jede Verzerrung, Phasenverschiebung oder dergleichen vermieden sind. Übrigens könnte auch der Ausgangstransformator *g* vermieden werden, wenn ein entsprechend abgeglichenes, hochohmiges Telephon benutzt werden würde. Um sich jedoch die Verwendung auch beliebiger und speziell niederohmiger, gut empfindlicher Telephone frei-

Digitized by Google

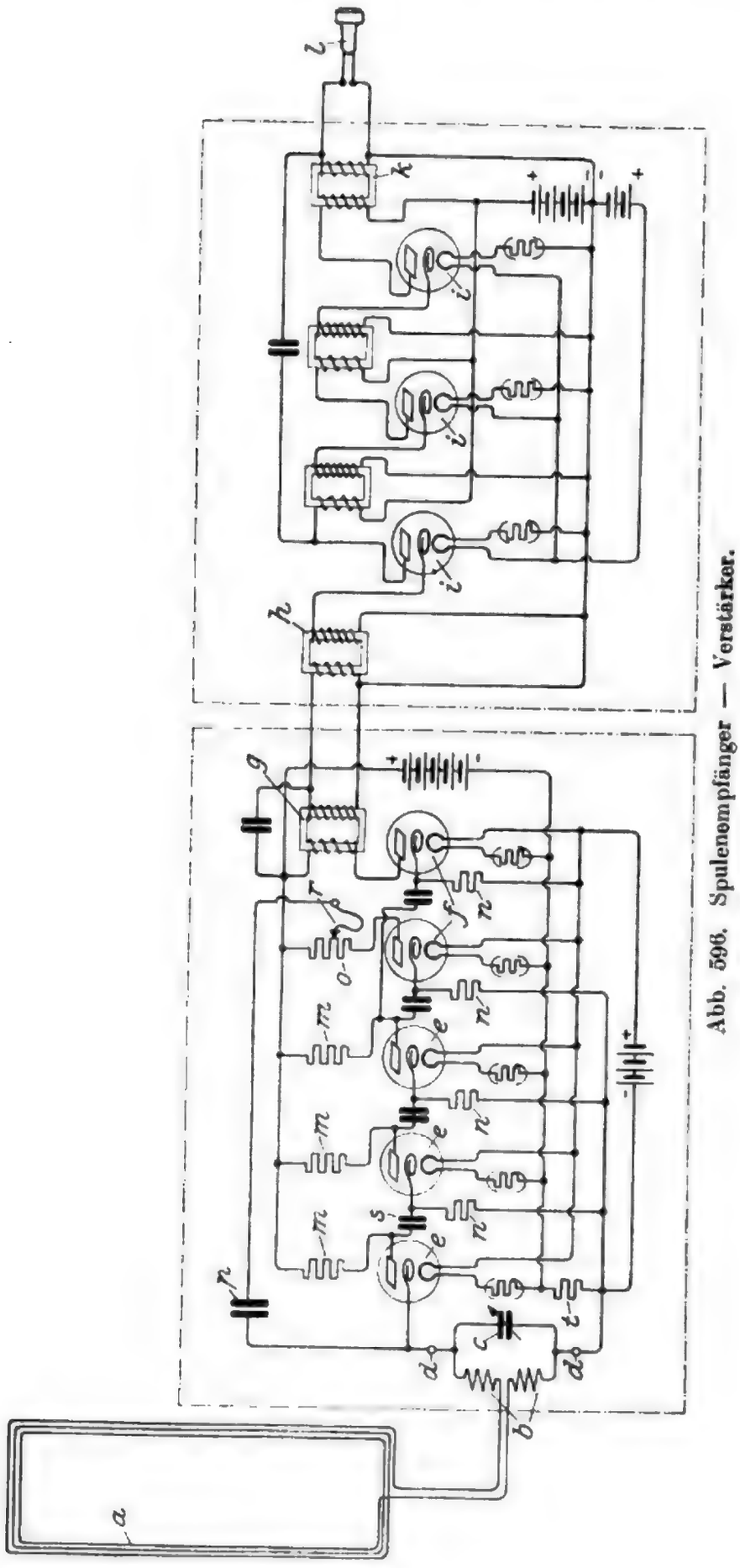


Abb. 596. Spulenempfänger — Verstärker.

Digitized by Google

zuhalten, ist es vorteilhafter, diesen Transformator *g* beizubehalten. Ferner könnten anstelle der Widerstände *m* etwa mit demselben Effekt Drosselspulen mit großen Selbstinduktionskoeffizienten, welche etwa in der Größenordnung von 1×10^6 bis 200×10^6 cm liegen, Verwendung finden.

Die Widerstände *n* sind zwischen Gitterelektrode und Kathode angeordnet, um die statischen Gitterladungen abzuleiten, da sonst durch die auftretenden Entladungen knackende Geräusche sich im Telephon unangenehm bemerkbar machen würden.

Um bei dem Spulenempfänger, sofern ungedämpfte Schwingungen empfangen werden, einen tönenden Schwebungsempfang sicher zu stellen, ist vor die für Audion und Niederfrequenz dienende erste Röhre *f* ein Kondensator *p* nebst regulierbarem Ohmschen Widerstand *o* vorgeschaltet.

Die auf dem Widerstand auftretenden verstärkten Amplituden werden infolgedessen an das Schwingungssystem *a b c* zurückübertragen (Reaktionsschaltung) und überlagern sich über die Empfangsschwingungen, was infolge der

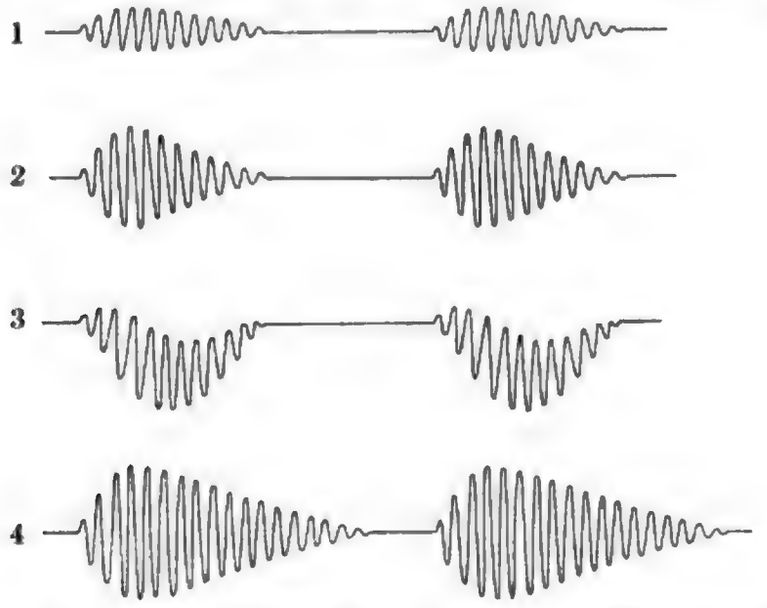


Abb. 597. Schwingungsvorgänge im Spulenempfängerverstärker.

Hochfrequenzverstärkung den verstärkten tönenden Empfang liefert. Um die lokale Schwingungsenergie zu variieren, wird der Kontakt *r*, welcher mit dem Kondensator *p*, also mit dem Schwingungssystem *a b c* in Verbindung steht, einregulierbar gestaltet, um auf das Optimum der Lautstärke einstellen zu können.

Der Mechanismus bei Empfangsstellung ist etwa folgender:

Die an den Klemmen *d* von dem Empfangsapparat aufgenommenen Schwingungen werden einerseits an das Gitter, andererseits an die Kathode der ersten Röhre *e* übertragen, stellen also einen Schwingungsverlauf gemäß Abb. 597. Bild 1 dar und verursachen Schwankungen des Anodenstromes dieser Röhre. Infolgedessen werden an dem ersten Widerstand *m* phasengleiche Spannungsschwankungen mit vergrößerter Amplitude gemäß Abb. 597, Diagramm 2 hervorgerufen, welche mittels des Kondensators *s* an das Gitter der zweiten Röhre übertragen werden, wobei der Kondensator *s* eine Aufladung des Gitters auf das positive Potential verhindert. Für den Wert des Widerstandes *m* gibt es ein Optimum, welches sich aus der Röhrencharakteristik ermitteln läßt. Die Energie wird nunmehr auf die zweite und alsdann auf die dritte Röhre übertragen. In beiden findet eine entsprechende Amplitudenverstärkung statt, so

Digitized by Google

daß die im dritten Widerstand *m* auftretenden Spannungsschwankungen bereits die Form von Diagramm 3, Abb. 597 besitzen.

Wenn man nun dem Gitter der dritten Röhre unter Benutzung des Widerstandes *t* ein genügend hohes negatives Potential aufdrückt, so kann die negative Aufladung desselben vermieden werden, und es kann auch die dritte Röhre lediglich zur Verstärkung verwendet werden.

Dadurch, daß der variable Widerstand *r o* in der Audion-Niederfrequenzverstärkungsröhre *f* vorgesehen ist, findet die bereits oben erwähnte Rückführung der Energie statt, wobei die erzielten rückgeführten Spannungsschwankungen um so größer sind, je größer der Widerstand *r o* gewählt ist. Hierdurch wird sowohl beim Empfang gedämpfter Schwingungen, als auch ungedämpfter Schwingungen eine weitere Vergrößerung der Schwingungsamplituden erzielt. Beim Empfang gedämpfter Schwingungen wird außerdem noch der Vorteil erreicht, daß gemäß Abb. 597, Diagramm 4 eine Verlängerung des Wellenzuges erzielt wird.

Dadurch, daß nun noch weitere Niederfrequenzverstärkungsröhren *i* mit der geschalteten Apparatur in Serie geschaltet sind, wird dieses Phänomen der Amplitudensteigerung bei gedämpften und ungedämpften Schwingungen und der Verlängerung der Wellenzüge bei gedämpften Schwingungen noch weiterhin gesteigert.

Der Schwingungsvorgang in Spulenempfängern kann bei kleinen Wellenlängen, wenn man mit den Röhren der Anordnung gleichzeitig die ungedämpften Schwingungen zur Erzeugung von Schwebungen hervorrufen will, Schwierigkeiten bereiten, da alsdann das Durchschwingen nicht immer und nicht stets absolut zuverlässig einsetzen wird. Man wird alsdann vorteilhaft einen getrennten Schwebungszusatzapparat, welcher ungedämpfte Schwingungen erzeugt, benutzen. Bei mittleren und größeren Wellen hingegen, mindestens in den Fällen, wenn nicht mit selbstinduktiver Rückkopplung, sondern mit Reaktionswirkung gearbeitet wird, bieten die Schwingungserzeugung und ein einwandsfreier Schwebungsempfang keine Schwierigkeiten.

Ähnliches gilt bezüglich der Lautstärkenamplitude für die Ausnutzung im Telephon. Im allgemeinen wird der getrennte Schwebungszusatzapparat größere Empfangsstärkenamplituden zur Folge haben, indessen lassen sich bei geschickter Anordnung und Abgleichung, mindestens für einen gewissen Wellenbereich, die Verhältnisse so wählen, daß eine nahezu gleiche Lautstärke wie bei getrenntem Schwebungszusatzapparat erzielt wird.

Der Spulenempfängerverstärker ist bezüglich Abstimmschärfe und Selektivität (Störbefreiung gegen nicht gewünschte Sender) einem sehr guten Sekundärempfänger mit Hochantenne im allgemeinen mindestens gleichwertig, bezüglich Störbefreiung gegen atmosphärische Störungen sehr erheblich überlegen.

Infolge der geringen Gedämpftheit der Spulenantenne und der in dieser vorhandenen quasistationären oder annähernd quasistationären Strömung ist infolgedessen von vornherein durch Benutzung eines Sekundärkreises eine größere Selektivität gegenüber Spulenantenne-Primärempfang kaum zu erwarten. In der Tat haben ausgeführte Versuche gezeigt, daß die Störungsfreiheit eines Spulenempfängers mit Sekundärkreis praktisch gegenüber einem solchen, welcher nur Primärschaltung besitzt, nicht wesentlich besser ist.

Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, daß man, um an Röhren, Heiz- und Anodenfeldenergie zu sparen, auch eine Kombination von Hochantenne mit Empfänger-Verstärker, bzw. Verstärker-Empfänger ausführen kann, allerdings indem man einige nicht unwesentliche Vorteile des Spulenempfänger-Verstärkers aufgibt.

Digitized by Google

M. Zwischenhören (Gegensprechen), Vermeidung von Störungen durch den eigenen Sender.

a) Prinzip des Gegensprechens. Spulenempfänger. Räumliche Trennung des Senders vom Empfänger.

Im allgemeinen wickelt sich der Verkehr auf einer drahtlosen Station, sofern nur eine Hochantenne und keine Spulenempfänger-Verstärker zur Verfügung stehen, in der Weise ab, daß wechselweise einmal der Sender an die Antenne angeschaltet wird, und daß sofort nach Abgabe der Sendezeichen auf Empfang umgeschaltet wird. Angestrebt wird selbstverständlich meist ein ähnlicher Nachrichtenaustausch wie bei der Unterhaltung zweier Personen, wie er also in der Drahttelephonie üblich ist: mit anderen Worten, es ist erwünscht, Rede und Gegenrede mindestens im Morsetelegrammverkehr herzustellen.

Infolge der großen Energieverschiedenheiten bei Senden und Empfang auf einer und derselben Station und der leichten Zerstörbarkeit der meisten Detektoren infolge Überlastung durch die Schwingungen des eigenen Senders war bei der Lösung dieser Aufgabe eine große prinzipielle Schwierigkeit vorhanden, welche erst neuerdings durch Röhrensender -Empfänger ganz wesentlich vermindert worden ist.

Bei den ersteren (*c d*) der nachstehenden Verfahren hat man diese dadurch zu umgehen versucht, daß man zwischen den einzelnen Senderzeichen „zwischenempfängt", was mittels Umschaltvorrichtungen bewirkt wird.

Als Grundlage hierfür ist der Schutz des Empfängers gegen die Schwingungen des eigenen Senders anzusehen, welche Aufgabe durch die nachstehende Anordnung von Marconi für Großstationen und unter Benutzung fester Wellen als gelöst angesehen werden kann (unter *e*, siehe S. 556 ff.).

Die Tendenz bei allen modernen Anlagen geht, wie an anderer Stelle ausgeführt, dahin, den Sender vom Empfangsbetrieb vollständig zu trennen und räumlich verhältnismäßig weit, etwa in Abstand von 20 km voneinander anzuordnen. Dieses involviert naturgemäß die Forderung, daß der gesamte Telegraphierbetrieb von der Empfangsseite her bewirkt wird, d. h., um das Gegensprechen zu ermöglichen wird im Empfangsraum getastet und der Taster betätigt durch eine Fernsteuerung den entfernten Sender. Da bei Benutzung von Spulenempfängern in der Empfangsstation nahezu beliebig viele gleichzeitig arbeiten können, stellt diese Anordnung wohl die zweckmäßigste Gegensprechanordnung dar (siehe auch unten unter *h*, S. 559).

b) Zwischenhören mittels Starkstromdetektors (Magnetdetektors).

Unter Verwendung eines größere Strombelastung vertragenden Detektors, als welcher bisher außer der Röhre allerdings wohl nur der Magnetdetektor, vielleicht auch der Tikker in betracht kommt, kann man bei Einschaltung einer Abschaltfunkenstrecke (earth arrester) in die Antenne parallel zum Empfänger direkt zwischen den einzelnen Senderzeichen zwischenhören.

Abb. 598 zeigt das Anordnungsschema. *a* deutet die variable Kopplung mit dem Senderhochfrequenzkreis *b* an, mit welchem die Taste *c* verbunden ist. Im gedrückten Zustande der Taste betätigt diese nicht nur den Sendekreis, sondern schließt auch gleichzeitig, oder besser noch mit Vorkontakt, das Telephon *e* des Magnetdetektors *f* kurz. *d* ist die Abschaltfunkenstrecke nach Erde (earth arrester).

Sobald gesendet wird, wird die Abschaltfunkenstrecke *d* automatisch betätigt, somit der Empfänger angeschaltet und das Telephon kurzgeschlossen. Beim Loslassen der Taste schaltet sich automatisch der Empfänger an, und es können Zeichen eines anderen Senders empfangen werden.

Digitized by Google

c) Gegensprechen mittels Verzögerungsrelais.

Diese einfachste Anordnung, bei welcher für Senden und Empfangen ein und dieselbe Antenne benutzt wird, setzt lediglich das Vorhandensein eines Verzögerungsrelais voraus. Der Empfänger ist dauernd angeschaltet. Sobald gesendet wird, wird mittels Verzögerungsrelais der Empfänger abgeschaltet, so daß sofort nach Aufhören der Sendezeichen der Empfänger mit der Antenne wieder verbunden wird. Man empfängt also zwischen den einzelnen Sendeperioden, und wenn man das Verzögerungsrelais genügend rasch arbeitend macht, kann man es sogar dahin bringen, zwischen den einzelnen Morsezeichen zu empfangen.

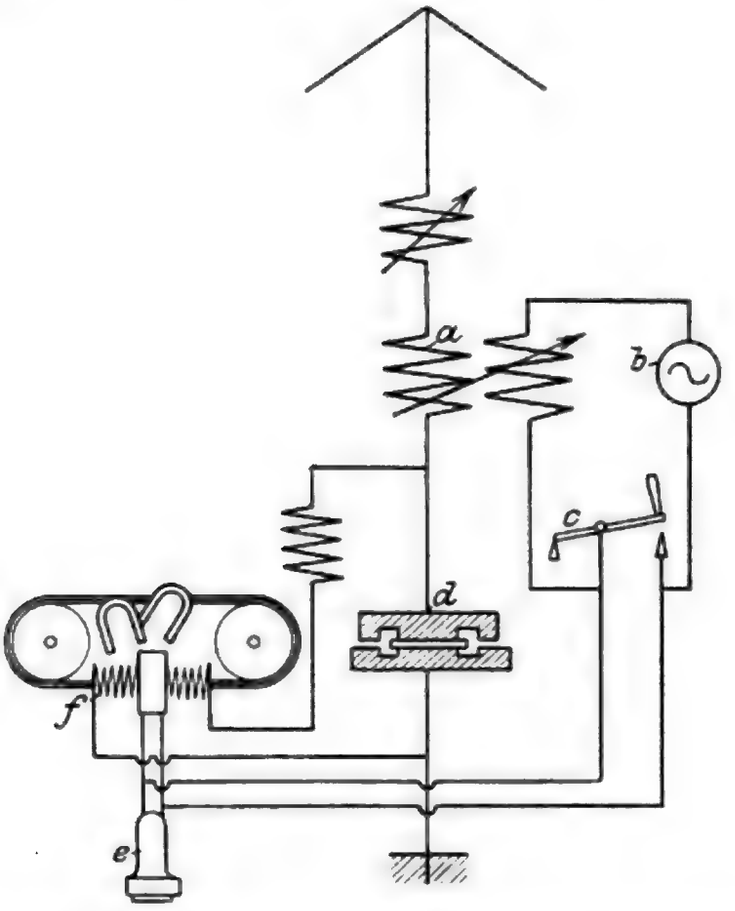


Abb. 598. Zwischenhören mittels Magnetdetektors (Marconi).

d) Zwischenhören mittels dreikontaktigem Morsetaster.

Noch einfacher wird die Anordnung durch Anwendung eines Morsetasters, welcher einen dritten Kontakt besitzt (siehe I, Abb. 329, S. 305, auch II, S. 69), und wobei direkt durch den Tasterhebel während des Sendens der Empfänger abgeschaltet und beim Loslassen, bzw. beim Hochgehen des Tasterhebels der Empfänger angeschaltet wird.

e) Zwischenhöreinrichtung mit Synchronkontaktscheibe von G. Marconi.

Unter der Voraussetzung, daß ein Funkensender benutzt wird, bei welchem das Einsetzen der Funken mechanisch in bestimmten Zeiträumen stattfindet (auf der Welle der Wechselstrommaschine montierte, rotierende Funkenstrecke), ist von Marconi unter Anwendung eines Kunstgriffes eine Zwischenhöreinrichtung konstruiert worden, welche, wenn man von Spulenempfänger-Ver-

Digitized by Google

stärkeranordnungen absieht, als das beste bisher angegebene in dieser Beziehung gelten kann. Das Zwischenhören, bzw. Zwischenempfangen wird mittels einer rotierenden Umschaltvorrichtung bewirkt, welche die Antenne rasch vom Sender auf den Empfänger und darauf wieder auf ersteren zurück umschaltet. Die rotierende Umschaltevorrichtung besteht aus Kollektoren, Relais oder dergleichen.

Damit einzelne Zeichen nicht so leicht überhört werden können, was z. B. dann eventuell der Fall ist, wenn man die Empfangszeiten gleich den Sendezeiten macht, hat Marconi (1909) seine Anordnung so getroffen, daß die Empfangszeiten erheblich länger als die Sendezeiten sind. Das Umschalten der Antenne auf den Sender, bzw. Empfänger erfolgt, wie schon gesagt, momentan dadurch, daß man z. B. bei Anwendung einer rotierenden Funkenstrecke auf die

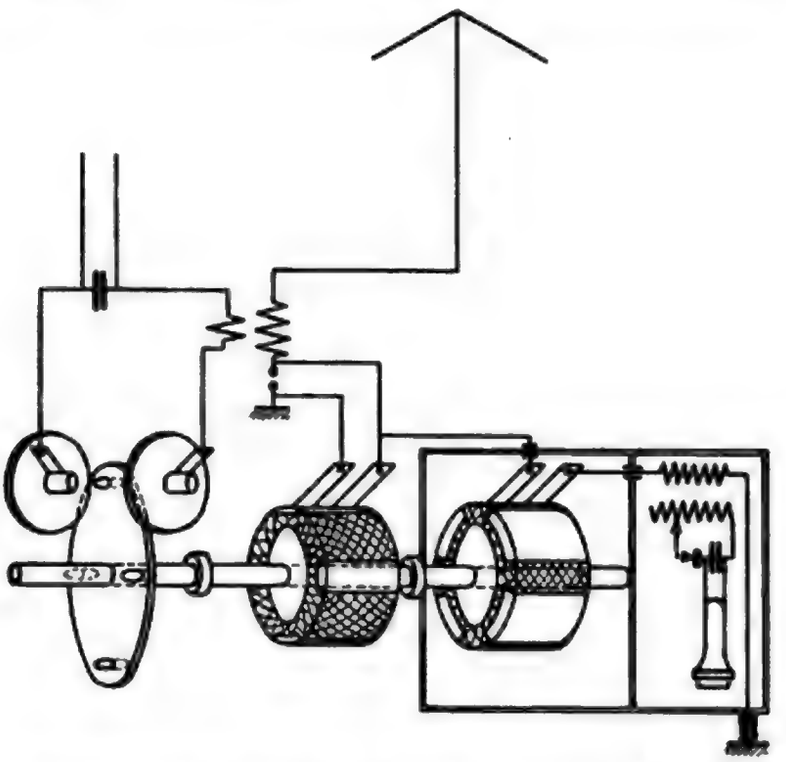


Abb. 599. Zwischenhöreinrichtung mit Synchronkontaktscheibe von G. Marconi.

Funkenstreckenwelle Kommutatoren setzt, welche das An- und Abschalten der Antenne an Sender und Empfänger automatisch und zwangsläufig bewirken. Abb. 599 zeigt ein schematisches Bild einer derartigen Anordnung, welche nach dem ausgeführten ohne weiteres verständlich sein dürfte. Die Empfangszeiten sind hierbei ganz erheblich länger gewählt als die Sendezeiten, so daß von vornherein die Wahrscheinlichkeit, daß Zeichen beim Empfang verloren gehen können, nur gering ist.

Selbstverständlich ist dieses Prinzip auch für den Fall durchführbar, daß für den Empfänger eine besondere, speziell für Empfangszwecke geeignetere Antenne vorgesehen ist. Es wird in diesem Fall zweckmäßig die Empfängerantenne während der kurzen Sendezeiten geerdet, damit nicht im Moment des Anschlusses des Empfängers eine Ladung vom Sender her in diesen hineinkommt.

Eine weitere Sicherung, keine Zeichen zu überhören, besteht übrigens darin, daß man für jedes Morsezeichen, also auch für einen Punkt, nicht nur eine Entladung, sondern mehrere benutzt.

Digitized by Google

Um sicher jede Beeinflussung des Empfängers seitens des Senders auszuschließen, sind alle zum Empfänger gehörenden Teile, wie die Abbildung schematisch darstellt, in einen Metallkasten, welcher geerdet sein soll, eingeschlossen.

Prinzipielle andere Wege sind bei den nachstehenden beiden Schaltungen, welche ein direktes Gegensprechen ermöglichen sollen, eingeschlagen worden.

f) Gegensprechbrückenschaltung von O. Scheller.

Die in Abb. 600 wiedergegebene Wheatstonesche Brückenschaltung (siehe auch Abb. 577, S. 527) ist dadurch charakterisiert, daß zwischen den Punkten 1 und 4 die natürliche Antenne und Erde liegt. Die anderen Brückenzweige 1 2, 2 3

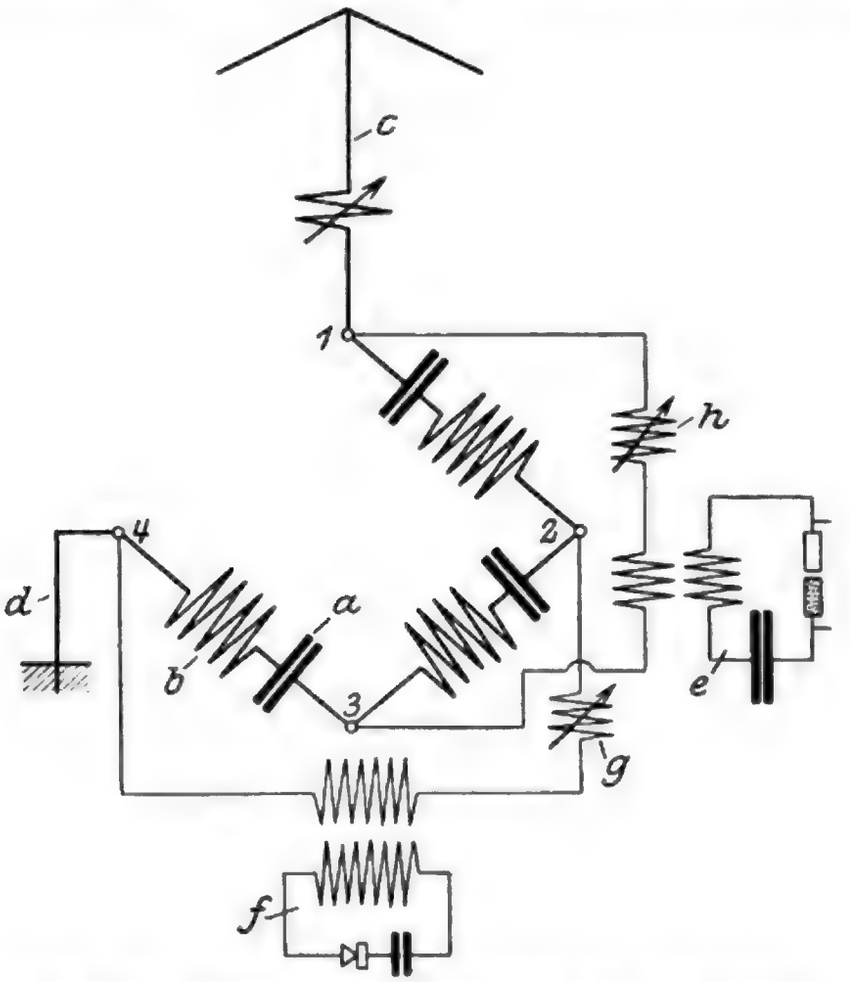


Abb. 600. Gegensprechbrückenschaltung von O. Scheller.

und 3 4 bestehen aus Kondensatoren und Spulen, sind also künstliche Antennen, wobei die Zweige 1 2 und 2 3 genau gleichgemacht sind. Der Zweig 3 4, bestehend aus dem Kondensator *a* und der Selbstinduktion *b*, dient zur direkten Ausbalanzierung der natürlichen Antenne *c d*.

Die Brücke ist so abgeglichen, daß bei Erregung derselben zwischen den Punkten 1 3, beispielsweise mittels des Lichtbogengeneratorkreises *e* zwischen den Punkten 2 und 4 keine Spannungsdifferenz auftritt. Man kann also den Sendekreis *e* auf die Brücke arbeiten lassen und kann gleichzeitig mit einem mit den Punkten 2 und 4 verbundenen Empfänger empfangen. Zur Abstimmung des Empfängers *f* dient beispielsweise das Variometer *g*; zur Abstimmung der Antenne auf den Sendekreis *e* dient z. B. das Variometer *h*.

Digitized by Google

g) Mehrfachantennenanordnung von G. Marconi.

Es war oben gezeigt worden, daß die Störschwingungen um so weniger hervortreten, je geringer die Antenennhöhe für den Empfang ist. Für das Senden ist es hingegen, um eine große Strahlung zu erzielen, vorteilhaft, die Antennenhöhe möglichst groß zu wählen.

Man gelangt also schon aus diesen Erwägungen heraus zu der Schlußfolgerung, daß zweckmäßigerweise für Senden und Empfangen auf einer Station zwei getrennte Antennen angewendet werden.

Dieser Gesichtspunkt ist bei der Fundamentalanordnung von G. Marconi berücksichtigt, um ein Gegensprechen zu ermöglichen. Allerdings ist die Anordnung bisher nur für feste Wellen und für Großstationen angewendet worden.

Das Anordnungsschema zeigt Abb. 601 in perspektivischer Aufzeichnung unter Benutzung von geknickten Antennen. (Siehe auch z. B. I, Abb. 479, S. 430.) *a* ist die gerichtete Sendeantenne; *b* ist die räumlich weit entfernt von ihr aufgebaute, parallel verlaufende Empfangsantenne. Die Hauptstrahlungsrichtung der Sendeantenne und die Hauptempfangsrichtung der Empfangsantenne werden somit durch den Pfeil gekennzeichnet. Die Empfangsantenne *b*

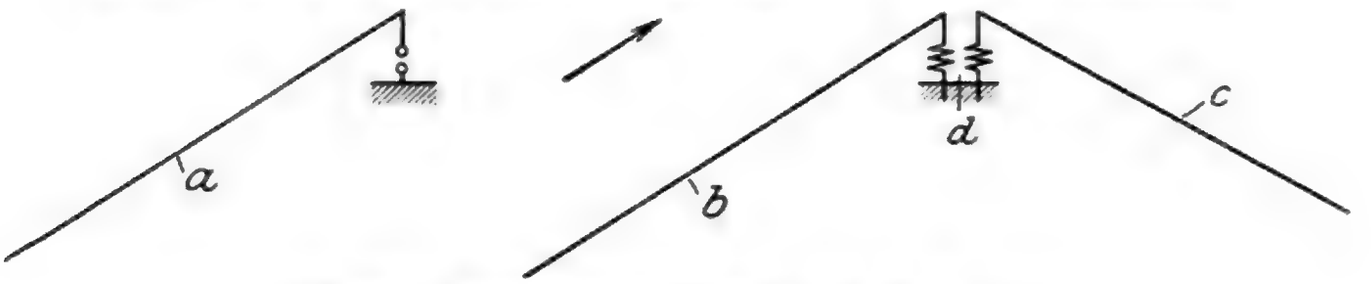


Abb. 601. Mehrfachantennenanordnung von G. Marconi.

wird infolgedessen von den Schwingungen des Sendeluftleiters *a* nur wenig beeinflußt. Hinzukommt, daß die räumliche Entfernung zwischen *b* und *a*, wie schon bemerkt, groß ist. Sie beträgt bei einer Reichweite von etwa 5000 km z. B. 20 km. Es ist ferner ein Ausgleichsluftleiter *c* vorgesehen, dessen Richtung senkrecht zum Empfangsluftleiter *b* steht. In beide Luftleiter *b* und *c* ist je eine Selbstinduktionsspule *d* eingeschaltet, welche miteinander gekoppelt sind. Die Anordnung wird durch den Versuch so abgeglichen, daß durch den Ausgleichsluftleiter *c* unter Benutzung der Spulen *d* in dem mit *d* gekoppelten Empfänger Schwingungen hervorgerufen werden, welche sowohl hinsichtlich ihrer Amplitude als auch ihrer Dämpfung den von *a* aufgenommenen Schwingungen bei einer Phasendifferenz von 180° gleich sind. Auf diese Weise soll der Einfluß des Sendeluftleiters *a* auf den mit *b* gekoppelten Empfänger vollkommen aufgehoben werden, derart, daß die von *b* empfangenen Zeichen möglichst ungeschwächt aufgenommen werden.

h) Zwischenhören mittels Spulenantenne — Spulenempfängerverstärkers.

Die einfachsten und sichersten Mittel nicht nur des Zwischenhörens, sondern überhaupt eines Empfangens während der Zeichenabgabe des eigenen Senders können mittels der Spulenantenne und des Spulenempfängerverstärkers bewirkt werden, mindestens sofern der Sender mit einer gerichteten Antenne ausgerüstet ist. Selbst bei großer Senderenergie und geringer Entfernung des Spulenempfängers von diesem gelingt eine einwandsfreie Zeichenaufnahme von fernen Stationen allein durch genügende Verdrehung der Spulenantenne in die Ebene senkrecht gegen die Strahlungsrichtung der Senderantenne.

Digitized by Google

N. Wahl der Empfangsschaltung und des Indikators (Detektors). Beeinflussung der Stationsanordnung durch den Empfänger.

Es werden für die jeweils zu wählende Empfangsschaltung die von Fall zu Fall zu stellenden besonderen Anforderungen maßgebend sein. Indessen liegen beim Empfänger von vornherein prinzipiell andere und erheblich einschränkendere Bedingungen vor als beim Sender. Maßgebend für alle gegenwärtig und zukünftig auszuführenden Empfangsschaltungen, wenigstens wenn man von gewissen speziellen Sucheinrichtungen absieht, ist die Forderung einer größtmöglichen Störungsfreiheit sowohl gegen atmosphärische Störungen, als auch gegen solche nicht gewünschter Sender und einer möglichst großen Energieakkumulierung.

Einen nicht unwesentlichen Gesichtspunkt für die Dimensionierung und Anordnung der Empfänger bildet die Wellenkonstanz des oder derjenigen Sender, mit denen die Empfangsanlage in der Hauptsache korrespondieren soll. Für die in den früheren Zeiten der drahtlosen Telegraphie in Anwendung befindlichen, mehr oder weniger stark gedämpften Empfänger waren Wellenkonstanzschwankungen des Senders bis zu etwa 1% herauf ev. noch möglich, wenn immerhin die Energieaufspeicherung hierbei nur eine geringe Schwingungsanzahl (etwa 30) ausmachen konnte.

Neuere und neueste Empfänger müssen hingegen den modernen Sendern, die sich durch überaus große Wellenkonstanz auszeichnen, angepaßt werden. Bei diesen bilden Wellenlängenschwankungen von nur $^1/_{10}\%$ keine Seltenheit, sondern stellen etwa normale Verhältnisse dar. Die in diesen Empfängern mögliche Energiesammlung ist infolgedessen eine außerordentlich große.

Es scheidet daher von vornherein der Primärempfang aus, welcher eine Daseinsberechtigung nur für besondere Spezialanordnungen besitzen kann, beispielsweise wenn auf äußerst geringes Gewicht und kleinste Dimensionen sowie auf einfachste Bedienbarkeit grundsätzlicher Wert gelegt werden muß (z. B. Kampffliegerstationen, Zeitsignalempfänger).

Für alle übrigen Fälle kommt mindestens der Sekundärempfang (in Deutschland häufig als „Zwischenkreisempfang" bezeichnet, was weder charakteristisch noch ganz logisch ist, da diese Benennung sowohl das schwingungsfähige Primär- und das Sekundärsystem als auch den nicht eigentlich schwingenden Detektorkreis sämtlich als „Kreise" bezeichnet), möglichst mit geteilter Sekundärkreisspule, so daß nicht direkt auf das Detektorsystem vom Luftleiter aus induziert wird, inbetracht. Wenn es auf besondere Störungsfreiheit ankommt, wird man sogar auf ein noch weiter aussiebendes System, also beispielsweise auf Tertiärempfang übergehen müssen.

Die Betriebsbereitschaft und Vereinfachung der Bedienung kann heute bereits soweit getrieben werden, daß, ohne Nachstimmung der einzelnen Kreise, nur mit Betätigung von Schaltern von Primäreinstellung für das Suchen auf Sekundär- oder Tertiärempfang umgeschaltet werden kann.

Durch die Schaffung und Ausbildung der Spulenempfängerverstärker ist schließlich auch für die Anordnung und Dimensionierung der gesamten drahtlosen Station ein vollständiger Umschwung eingetreten. Gesendet wird nach wie vor unter Berücksichtigung der jeweilig vorliegenden Verhältnisse, Reichweite, Schwingungsart usw. mit Hochantenne und einer entsprechenden Hochfrequenzsendeapparatur. Empfangen wird mit Spulenempfängerverstärker, wobei letzterer möglichst in einem andern Raum wie der Sender untergebracht ist, und wobei nach dem Empfangsraum nur die Tastleistung des Senders hin verlegt ist. Ein Zwischenhören zwischen den Sendezeichen wird von Fall zu Fall noch möglich sein. Auf den wenigstens bei großen Anlagen verhältnismäßig

Digitized by Google

kostspieligen Antennenempfangsschalter kann alsdann verzichtet werden. Der Spulenempfängerverstärker besitzt die großen Vorteile der Richtfähigkeit und der außerordentlich viel größeren Störbefreiung gegenüber atmosphärischen Störungen und auch nicht gewünschten Sendezeichen.

Alle übrigen besonderen Schaltungsanordnungen, wie beispielsweise die Empfangsteilung, Geheimhaltungsschaltungen und dergleichen, sind Einrichtungen, welche speziellen Anforderungen Genüge leisten sollen, und bezüglich derer sich allgemein nichts aussagen läßt.

Während aber nicht nur die Erkenntnis, daß zwecks Störbefreiung bei Hochantenne ein Mehrkreisempfang erforderlich ist, verhältnismäßig frühzeitig Platz gegriffen hatte, sondern auch schon seit etwa 1904, wohl auf amerikanische Anregung hin, Primär- und Sekundärempfänger ganz allgemein gebaut und benutzt wurden, wobei allerdings zugegeben werden soll, daß mit den Vervollkommnungen der Meßeinrichtungen und im Zusammenhang mit den immer weiter steigenden technischen Anforderungen der Aufbau des Empfangsapparates und die Dimensionierung der Spulen, Kondensatoren und Kopplungsvorrichtungen immer mehr durchdachter und zweckmäßiger geworden sind, hat sich bezüglich der Empfangsindikatoren im Laufe der Jahre ein grundsätzlicher Umschwung vollzogen.

Kohärerempfänger dürften bei modernen Anlagen höchstens noch in ganz speziellen Ausnahmefällen benutzt werden. Der einzige Vorteil, den der Kohärer besitzt, einen größeren Relaisstrom auslösen zu können, ist neuerdings durch Röhren-Empfänger-Verstärker, welche einen ganz anderen Grad der Zuverlässigkeit gegenüber dem höchst kapriziösen Kohärerempfänger besitzen, mehr als wettgemacht.

Aber auch Empfänger, welche mit elektrolytischen oder Kristalldetektoren ausgerüstet sind, dürften in der Hauptsache nur noch bei Spezialanordnungen eine Daseinsberechtigung besitzen. Allerdings ist der Kristalldetektor nicht nur sehr empfindlich, sondern auch leicht und billig herzustellen und bei einigermaßen sachverständiger Wartung verhältnismäßig betriebssicher zu handhaben; es können ferner die hierzugehörenden Empfängerschaltungselemente, wenn man nicht spezielle Wünsche berücksichtigen muß, auch verhältnismäßig primitiv sein. Dies sind zweifelsohne sehr erhebliche Vorteile, welche die Kristalldetektorempfänger vor allen übrigen Anordnungen besitzen, und welche sie für gewisse Kleinstationstypen wahrscheinlich auch in der nächsten Zeit noch nicht entbehrlich erscheinen lassen werden.

Der Magnetdetektor hat in der Praxis keine große Verbreitung gefunden, trotz der robusten Behandlung, die er verträgt und seiner Unempfindlichkeit gegen atmosphärische Überlastungen. Die verhältnismäßig geringe Empfindlichkeit neben seiner notwendigen räumlichen Größe scheinen an seiner geringen Verbreitung Schuld zu sein.

Auch der Peitschentikker oder rotierende Tikker (Schleifer) ist für den regulären hochempfindlichen Empfang im allgemeinen auf den Aussterbeetat gesetzt, da seinen außerordentlichen Vorteilen, welche ihn in gewisser Beziehung als idealen Empfangsapparat erscheinen lassen, große Nachteile entgegenstehen, welche insbesondere darin beruhen, daß, wenn man wenigstens nicht besondere Komplikationen anwendet, ein tönender Empfang unmöglich ist. Immerhin dürfte der Tikker für das Suchen kontinuierlicher und auch gedämpfter Schwingungen bei den nachgenannten Röhrenschaltungsanordnungen, insbesondere denen für Schwebungsempfang, in vielen Fällen beibehalten bleiben.

Auch Anordnungen, welche mit mechanischen Mitteln einen Schwebungsempfang bewirken (Tonrad), konnten auf die Dauer die Konkurrenz des elektrischen Schwebungsempfanges nicht aushalten.

Digitized by Google

Der Empfangsdetektor der Gegenwart und wohl auch der nächsten Zukunft ist die Röhre in ihren mannigfaltigen Varianten und zwar für den Empfang ungedämpfter Schwingungen in der Audion- oder Ultraaudionschaltung, für kontinuierliche ungedämpfte Schwingungen und in der Schaltung des elektrischen Schwebungsempfanges (Heterodynempfang, Überlagerungsempfang, Interferenzempfang), wobei nicht nur in sich ohne weiteres eine gewisse Lautverstärkung der aufgenommenen Schwingungen ermöglicht ist, sondern die Empfangsenergie auch noch durch Hinzufügen eines verhältnismäßig einfachen Lautverstärkers nahezu beliebig verstärkt werden kann. Es ist allerdings zuzugeben, daß die Empfangsapparate, welche für den Audionröhrenempfang oder elektrischen Schwebungsempfang eingerichtet sind, eine besondere subtile Dimensionierung und Leitungsführung bedingen und auch in der Bedienung nicht so einfach zu handhaben sind als gewöhnliche Empfänger, also beispielsweise solche, die mit Kristalldetektoren ausgerüstet sind. Es ist auch weiter zuzugeben, daß durch Fadenheizung und Hilfsfeld bisher wenigstens eine Komplikation vorhanden war, indem für diese Zwecke Trockenelementbatterien und Akkumulatoren erforderlich waren. Indessen ist anzunehmen, daß diese Zusatzapparate in kurzem durch einen einfachen Leitungsanschluß, eventuell unter Zwischenschaltung eines Widerstandes, an das wohl meist vorhandene Lichtleitungsnetz in Fortfall kommen. Dafür sind aber die Vorteile in elektrischer und betriebstechnischer Art so große, insbesondere fällt die an sich bereits gegebene und leicht mögliche weitere Verstärkung so sehr ins Gewicht, daß hiergegen alle anderen Bedenken in den meisten Fällen verstummen müssen.

Prinzipiell gilt für die Wahl der Empfangsschaltung und des Detektors:

An einen modernen Empfänger wird nicht nur die Anforderung gestellt, daß er die Morsezeichen aufzunehmen gestattet, sondern man wünscht nach Möglichkeit durch ihn auch den Charakter der empfangenen Senderschwingungen feststellen zu können.

In dieser Beziehung liefert naturgemäß die reine Tikkerschaltung die am wenigsten günstigen Resultate, da eine Tonwirkung überhaupt nicht zustandekommt und vielleicht, abgesehen von der Amplitude, mindestens bei größeren Wellenlängen ein Sender, der mit sehr häufigen Funkenzahlen arbeitet, dieselbe Lautwirkung im Empfangstelephon hervorrufen wird wie ein mit kontinuierlichen Schwingungen arbeitender Sender.

Der Kristalldetektor ist in dieser Beziehung bereits wesentlich günstiger, da wenigstens die Morsezeichen von tönenden Funkensendern unter günstigen Umständen charakteristisch wiedergegeben werden. Immerhin stellt die große Detektorhysteresis ein wesentliches Hindernis dar, weitgehende Charakteristiken der Lautwirkung festzustellen.

In gutem Maße ist der Audionempfang für die Feststellung der Charakteristik geeignet, allerdings kommen für Untersuchungen durch ihn in der Hauptsache ebenfalls nur die Signale tönender Funkensender in betracht.

Ein ausgezeichnetes Mittel, die Toncharakteristik insbesondere aller ungedämpften Sender festzustellen, bietet der Schwebungsempfang. Durch beliebige, sofort einstellbare Variation der Schwebungsfrequenz ist es möglich, sich über den Charakter der Schwingungen des fernen Senders stets ein exaktes Bild zu machen.

Fünftes Kapitel.

Aus der Hochfrequenzmeßtechnik.

1. Heutiger Stand der Meßlaboratorien in der drahtlosen Praxis und auf den technischen Schulen. Unzweckmäßige Einrichtungsmethode von Versuchs- und meßtechnischen Laboratorien. Einrichtung von Versuchsstationen und Notwendigkeit des gemeinsamen Zusammenarbeitens derselben bei der Erforschung bestimmter Erscheinungen.

So groß auch die Fortschritte sind, welche die drahtlose Nachrichtenübermittlung insbesondere in neuerer Zeit errungen hat, so stiefmütterlich werden verhältnismäßig heute noch die Hochfrequenzmeßtechnik und damit auch das Meßlaboratorium behandelt. Es ist gewiß richtig, daß von den industriellen Gesellschaften die Resonanzlage, meistens übrigens auch nur durch Konstatierung der Antennenenergie und Tonreinheit, bei den jeweilig zu entwickelnden Sendern festgestellt wird, daß die Selbstinduktions- und Kapazitätswerte der verwendeten Selbstinduktionsspulen und Kondensatoren gemessen werden, daß selbstverständlich die inbetracht kommenden Wellenlängenwerte gemessen werden und ähnliches mehr. Es beschränken sich diese Messungen aber im allgemeinen nur auf das unumgänglich notwendige und halten sich auch dann meist nur im Rahmen der Feststellung von Überschlagswerten. Die Industrie hat nicht genügend Zeit zu langatmigen genauen Messungsreihen, aus denen sich weitere Gesichtspunkte für die Entwicklung ergeben könnten, so meint man wenigstens im allgemeinen; infolgedessen beschränkt man die Messungen auf das unumgänglich Notwendigste und begnügt sich mit dem gegenwärtigen Stand der Dinge.

Dieser Standpunkt ist selbstverständlich vollkommen falsch, und die wenigen Ausnahmen, in denen die meßtechnische Seite in den Vordergrund gerückt wurde, beweisen die großen Vorteile für die Entwicklung, Verbesserung der Reichweite, Abstimmschärfe, Störungsfreiheit usw. (siehe z. B. die Spulenanordnung von Scheller-Rein, welche aus theoretisch-meßtechnischen Untersuchungen hervorgegangen ist, und die es überhaupt nur ermöglichte, ungedämpfte Lichtbogensender in einem kontinuierlichen Wellenbereich bis zu sehr großen Wellenlängen herauf rationell zu bauen). Die Zeiten, in denen man sich darauf beschränken konnte, einfach „nach Vorlagen", also ausgeführten Anlagen anderer, die Dimensionierung der Eigenanlage vorzunehmen, sind glücklicherweise vorüber, da die hochentwickelte Technik und die ständig wachsenden neuen Aufgaben automatisch dazu drängen, unter Zugrundelegung gewonnener Hochfrequenzerfahrungen eine auch nach der wissenschaftlichen Richtung hin standhaltende Durchbildung und Dimensionierung der Apparatur vorzunehmen. Hierbei bildet aber eine ins einzelgehende Meßtechnik die selbstverständliche Grundlage.

Digitized by Google

Es war bereits angedeutet, daß im allgemeinen bei den industriellen Unternehmungen die Hochfrequenzmeßtechnik verhältnismäßig stiefmütterlich bedacht ist. Die immer mehr zunehmende Stationszahl und die infolgedessen auftretenden Anforderungen, insbesondere mit bezug auf genaue Messung der Sender- und Empfangsenergie, Richtungstelegraphie, Ungedämpftheit der Senderschwingungen, Vermeidung von Oberschwingungen und Störbefreiung der Empfänger usw. werden die Industrie zwingen, dem meßtechnischen Laboratorium eine größere Bedeutung als bisher beizumessen.

Noch ungünstiger sehen indessen die Verhältnisse auf den Schulen aus. Das physikalische Laboratorium ist allerdings nicht der Ort, ins einzelne gehende Hochfrequenzmessungen, welche im wesentlichen technischen Charakter besitzen müssen, durchzuführen. Hingegen bietet sich hier ein großes Feld für das elektrotechnische Laboratorium auf den technischen Hoch- und Mittelschulen. Diese Laboratorien sind leider in ihrer überwiegenden Menge aus Schönheitsgründen so eingerichtet, daß die von den Laboranten zu untersuchenden Maschinen und Apparate fest eingebaut sind und auch im allgemeinen eine unter Tag verlegte Leitungsführung besitzen. Die Schaltung und der innere Zusammenhang gehen daher dem Studierenden größtenteils verloren. Selbstverständlich könnten Hochfrequenzapparate, wenn deren Studium und Durchmessung einen Wert haben sollten, sich diesem System, welches auch für Maschinenuntersuchungen ungeeignet erscheint, nicht anpassen. Es müßte vielmehr Sorge getragen werden, daß der Laborant von Fall zu Fall sich seinen Schwingungskreis usw. zusammenbaut und hierbei auch das den jeweilig vorkommenden Stromstärken und Spannungen entsprechende Leitungsmaterial sich selbst auswählt. Nur so kann einem inneren Eindringen in die Materie der Weg geebnet werden.

Die überwiegende Mehrzahl aller Hochfrequenzmessungen, soweit sie für Studien- und Lehrzwecke inbetracht kommen, kann im Laboratorium angestellt werden. Nur einige Messungen, hauptsächlich solche, welche sich auf die Strahlung der Antenne, die Fortpflanzung der elektrischen Wellen usw. beziehen, sind dem Laboratorium entrückt und an eine Versuchsstation gebunden. Man sollte sich aber hüten, diese Versuchsstation mit allzu kleinen Mitteln aufbauen und unterhalten zu wollen, weil hierbei meistens Verhältnisse herauskommen, die mit den tatsächlichen im Widerspruch stehen werden. So erscheint es beispielsweise bedenklich, eine Antennenanlage zwischen Mauern und Schornsteinen oder in lichtschachtartigen Höfen auszuspannen und dem Studierenden falsche Vorstellungen über die Schwingungsvorgänge in der Antenne und deren Strahlung beizubringen.

Es muß grundsätzlich die Forderung gestellt werden, daß die Schulen mit möglichst vollständig eingerichteten Hochfrequenzlaboratorien versehen werden, und daß daneben noch eine Anzahl von Versuchsstationen geschaffen werden, welche, unter geeigneten Bedingungen angelegt, in ihrer Hauptsache zu Forschungszwecken dienen und den Studierenden mindestens gelegentlich von Vortragszyklen zugänglich gemacht werden könnten, in ähnlicher Weise, wie dies beispielsweise bei biologischen Stationen der Fall ist. Um für die Anlage derartiger Versuchs- und Lehreinrichtungen Anhaltspunkte zu bieten, sind nachstehend unter 2. die wichtigsten Meßapparate und Instrumente aufgeführt, welche für die Einrichtung eines nach heutigen Begriffen modernen Hochfrequenzlaboratoriums erforderlich sind.

Die Einrichtung einer unter gleichen Voraussetzungen arbeitenden Versuchsstation ist in II, S. 335 ff. wiedergegeben.

Digitized by Google

2. Erforderliche Meßapparate und -instrumente für das Meßlaboratorium.

A. Meßinstrumente zur Kontrolle der Tourenzahl der Frequenz und Phase von elektrischen Maschinen, Isolationsprüfer, Eisen- und Felduntersuchungsapparate, Abbremseinrichtungen sowie Hilfsapparate für Maschinen und Eisenuntersuchungen[1]).

1 Tourenzähler für den Bereich von 500—4500 Touren.
1 Tourenzähler für den Bereich von 4000—12000 Touren.
1 Pronyscher Zaum zum Abbremsen von Motoren und Maschinen bis 6 KW.
1 Silitwiderstandskombination zum elektrischen Abbremsen von Maschinen für eine Energie bis zu 10 KW.
1 Zungenfrequenzmesser für 30—75 Perioden pro Sekunde.
1 Zungenfrequenzmesser für 300—800 Perioden pro Sekunde.
1 Phasenmesser.
1 Ohmmeter.
1 Wheatstonesche Meßbrücke zur Isolationsprüfung.
1 Wismutspirale zur Feststellung der Kraftliniendichte.
1 Selbstinduktionsmeßbrücke für Messung großer Selbstinduktionswerte.
1 Epsteinscher Apparat für Eisenuntersuchungen zur Bestimmung der Hysteresis und Wirbelstromverluste.
1 Kalorimeter für Eisenuntersuchungen.
Mehrere Thermometer.
Mehrere Kompasse.
Mehrere Potentiometeranordnungen.

B. Voltmeter, Amperemeter, Wattmeter und Galvanometer.

Sämtliche Instrumente sollten entweder in tragbarer Ausführung oder mindestens auf winkelförmigen Holzbrettern mit Anschlußkontakten versehen montiert sein.

Amperemeter nach dem elektromagnetischen Prinzip für Gleich- und Wechselstrom:

Meßbereiche 0– 1 Amp.
0– 5 „
0–10 „
0–25 „
0–50 „

Voltmeter nach dem elektromagnetischen Prinzip für Gleich- und Wechselstrom:

Meßbereiche 0– 5 Volt
0– 25 „
0– 75 „
0–180 „
0–500 „
0–700 „

Amperemeter nach dem Drehspulsystem:

Meßbereiche 0– 1 Amp.
0– 5 „
0–10 „
0–25 „
0–50 „

[1]) Diese Zusammenstellung sowie diejenigen unter B und C sind identisch mit den in Teil II auf S. 344–346 wiedergegebenen.

Digitized by Google

Voltmeter nach dem Drehspulsystem:

Meßbereiche 0– 5 Volt
0– 25 „
0– 75 „
0–180 „
0–500 „
0–700 „

1 Präzisions-Millivoltamperemeter 0–75 MV. 0–25 MA.
1 Präzisions Voltamperemeter 0–3, 0–150, 0–300 Volt 0–150 Amp.
1 Präzisions Millivoltamperemeter 0–150, 0–300. 0–600 MV. 0–150 MA.

Transportable Präzisionswattmeter:

1 Präzisionswattmeter für 150 Volt Wechselspannung mit drei Meßbereichen für 0,5, 1, 2 Amp.
1 Präzisionswattmeter für 300 Volt Wechselspannung mit drei Meßbereichen für 0,5, 1, 2 Amp.
1 Präzisionswattmeter für 150 Volt Wechselspannung mit drei Meßbereichen für 5, 10, 20 Amp.
1 Präzisionswattmeter für 300 Volt Wechselspannung mit drei Meßbereichen für 5, 10, 20 Amp.

Hitzdrahtamperemeter nach dem elektromagnetischen Prinzip für Gleich- und Wechselstrom:

Meßbereiche 0– 0,5 Amp.
0– 1 „
0– 3 „
0– 5 „
0–10 „
0–20 „

Hitzdrahtvoltmeter nach dem elektromagnetischen Prinzip für Gleich- und Wechselstrom:

Meßbereiche 0– 3 Volt
0– 10 „
0– 50 „
0–150 „
0–500 „

Hitzdrahtwattzeiger:

Mehrere Stück für 0–0,005 Watt
„ „ „ 0–0,015 „

Elektrostatische Voltmeter:

Meßbereiche 60– 100 Volt
100– 200 „
200– 400 „
350– 750 „
600– 1200 „
1000– 2500 „
2000– 5000 „
5000–10000 „
10000–18000 „

Digitized by Google

Galvanometer:

Mehrere Galvanometer mit einer Empfindlichkeit von 10^{-4} Amp.
Mehrere Galvanometer mit einer Empfindlichkeit von 10^{-7} Amp.

Taschenvolt und -amperemeter:

Mehrere Taschenvoltmeter 0—6 Volt.
Mehrere Taschenamperemeter 0—6 Amp.

C. Hochfrequenzmeßeinrichtungen.

1 Wellenmesser, welcher mit Detektor und Telephon, bzw. Galvanometer als geeichter Empfänger sowie mit Summer als geeichter Sender arbeitet für den Wellenbereich von 30—500 m λ.
1 Wellenmesser, welcher mit Detektor und Telephon, bzw. Galvanometer als geeichter Empfänger sowie mit Summer als geeichter Sender arbeitet für den Wellenbereich von 400—35000 m λ.
1 Einrichtung für Dämpfungsmessungen mit Röhre als Hochfrequenzgenerator und geeichten, wahlweise einschaltbaren Meßwiderständen. (Thermoelement-Galvanometermethode.)
Mehrere Schwingungsanalysatoren mit rotierender Helium-Neonröhre.
1 Funkenzähler.
Mehrere aperiodische Detektorkreise mit Telephonen.
1 Detektor-Prüfapparat.
1 Telephonprüfapparat.
Mehrere Lautstärkemesser nach der Parallelohmmethode.
Mehrere Lautstärkemesser nach der Vergleichsmethode mit Summerbetrieb im muskialischen Tonbereich.
Mehrere Kapazitätsmeßbrücken mit selbstinduktiven Widerständen.
1 Meßbrücke für Messung der Dielektrizitätskonstante und des Frequenzfaktors nach der Resonanzmethode.
1 Selbstinduktionsmeßbrücke nach der Vergleichsmethode.
1 Prüfapparat für Röhren zur Aufnahme der Charakteristik.
1 Prüfapparat für Röhren zur Senderröhrenuntersuchung.
1 Prüfapparat für Röhren zur Empfangsröhrenuntersuchung.
Mehrere stöpselbare Silitwiderstände für Energie- und Dämpfungsmessungen.
Mehrere geeichte Normaldrehplattenkondensatoren verschiedener Größe.
Mehrere geeichte einlagige Zylinderspulen.
1 Glimmlichtoszillograph mit photographischer Einrichtung nach Gehrcke-Diesselhorst.
1 Braun-Zennecksche Kathodenröhrenanordnung mit Wommelsdorfmaschine und Gaedescher Diffusionsluftpumpe einschließlich einer photographischen Fixierungseinrichtung.
1 Duddell-Thermogalvanometer für quantitative Empfangsmessungen bei großen Empfangsenergien.
Mehrere Schalter- und Quecksilberwippen.
1 Mittelfrequenzmaschine für Meßenergien von Siemens & Halske A. G.
1 Starkstromsummer.
Mehrere Summer, welche regelmäßige Unterbrechungen bei möglichst einregulierbarer Unterbrechungszahl im musikalischen Tonbereiche liefern.
Mehrere Stimmgabeln für verschiedene Tonhöhen.
Mehrere künstliche Antennen für Sendezwecke und verschiedene Spannungsamplituden.
Mehrere künstliche Antennen für Empfangszwecke.

Digitized by Google

Mehrere kleine geeichte Sender mit Röhre als Generator.
Mehrere kleine geeichte Sender mit tönender Löschfunkenstrecke als Generator.
Mehrere geeichte selbstinduktionslos- und kapazitätslosgewickelte variierbare Widerstände für Dämpfungsmessungen.

Den meßtechnischen Untersuchungen kommt auf dem Gebiete der drahtlosen Nachrichtenübermittlung eine besondere Wichtigkeit zu, da bei der Kleinheit des Gesamtwirkungsgrades der Energieübertragung zwischen Sender und Empfänger überhaupt nur ein einigermaßen rationelles Arbeiten möglich ist, wenn außer der prinzipiell richtigen Gestaltung und Wahl der einzelnen elektrischen Größen diese selbst richtig abgeglichen werden.

Zu diesem Zweck ist es erforderlich, entweder durch Rechnung oder durch Messung oder durch beides die Abgleichung und ev. Abänderung der einzelnen Größen vorzusehen.

Bei den meist recht verwickelten elektrischen Vorgängen ist die Rechnung für besonders einfache Fälle und auch nur dann durchzuführen, wenn besondere Vereinfachung und somit Vernachlässigungen vorgenommen werden. Wichtige Konstanten müssen oft schätzungsweise eingesetzt werden.

Die meßtechnische Untersuchung ist daher in der überwiegenden Zahl aller Fälle vorzuziehen.

Es sollen infolgedessen im nachstehenden einige der wichtigsten und am meisten angewendeten Meßmethoden und Einrichtungen beschrieben werden. Wegen besonderer Spezialaufgaben und Einrichtungen wird auf die einschlägige Literatur[1]) verwiesen.

3. Kapazitätsmessungen.

Unter diesen sind nicht nur die reinen Kondensatormessungen, z. B. von Leydener Flaschen, Drehplattenkondensatoren oder dergleichen zu verstehen, sondern es sind auch alle jene zahlreichen Fälle der drahtlosen Technik miteinbegriffen, in denen die gegenseitige Kapazität zweier Körper, z. B. zweier Leitungen gegeneinander oder gegen Erde festgestellt werden soll. Bezüglich der Anwendung einer der nachstehenden Kapazitätsmeßmethoden wird es von Fall zu Fall darauf ankommen, zu entscheiden, welchem Zwecke die Messung zu dienen hat, welche Energien, Spannungen und Strombeanspruchungen auftreten, und welche Meßgenauigkeit verlangt wird. Nach Möglichkeit ist stets die Methode zu wählen, welche sich den Betriebsbedingungen am meisten nähert.

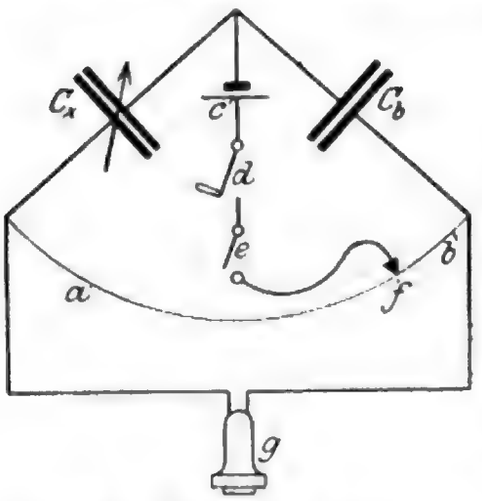


Abb. 602. Wiensche Brücke für Kapazitätsmessungen.

A. Wheatstonesche (M. Wiensche) Brücke für Kapazitätsmessungen.

Eine Anwendung dieser Brücke, welche je nach der Unterbrechungszahl und Unterbrechungskonstruktion mit Nieder- oder Mittelfrequenz arbeitet, für Antennen-Kapazitätsmessungen war schon bei der Kapazitätsmeßbrücke (in Abb. 78 und 79, S. 105) dargestellt worden.

Obenstehende Abb. 602 zeigt nochmals das allgemeine Schaltungsschema dieser Brücke, mittels welcher die unbekannte Kapazität eines Kondensator C_x

[1]) Siehe insbesondere: Rein, H., Radiotelegraphisches Praktikum. Berlin 1912. J. Springer.

Digitized by Google

festgestellt werden soll. C_b ist der bekannte Kondensator, a b ist ein Widerstand, der ebenso wie die andern Brückenleitungen möglichst kapazitäts- und selbstinduktionsfrei, dabei aber von hohem Ohmschen Widerstand sein soll. *c* ist die Stromquelle, *d* ein Stromschlüssel, *e* ein Unterbrecher, wozu zweckmäßig ein Tonsummer genommen wird, und *f* ist ein auf den Widerstand schleifender variabler Kontakt. Als Indikationsinstrument wird zweckmäßig ein Telephon *g* verwendet.

Beim Minimum des Geräusches im Telephon, bzw. völligem Verschwinden des Geräusches ist die Brücke abgeglichen, und es ist alsdann

$$C_x = \frac{b}{a} \cdot C_a.$$

Anstelle eines lokalisierten Kondensators C_x kann, wie schon erwähnt, auch jede andere eine Kapazität darstellende Anordnung, wie z. B. Antenne gegen Erde (Abb. 102, S. 126) oder Antenne gegen Gegengewicht oder Gegengewicht gegen Erde, auf diese Weise gemessen werden.

B. Kapazitätsmeßbrücke mit selbstinduktiven Widerständen (G. Seibt).

Eine den Hochfrequenzmeßzwecken, wie sie in der drahtlosen Telegraphie inbetracht kommen, besser gerecht werdende Kapazitätsmeßanordnung ist von G. Seibt angegeben worden und durch Abb. 603 schematisch wiedergegeben. Die Bezeichnung der Kondensatoren — C_x ist wieder der zu messende Kondensator —, der Batterie und des Summers ist die Abb. 602 entsprechende. Anstelle der Ohmschen Widerstände *a* und *b* sind jedoch hier die induktiven Widerstände (Selbstinduktionsspulen) a und b vorgesehen. Diese induzieren auf eine genau symmetrisch zu ihnen angeordnete Kopplungsspule *h*, welche über einen Kristalldetektor *i* und einen Blockkondensator *k* geschlossen ist. Die Größe der Lautstärke wird durch das Telephon *g* bestimmt.

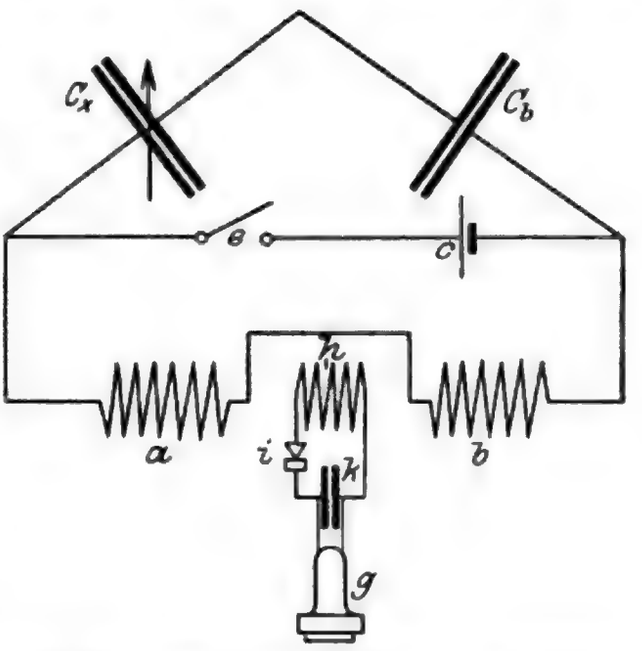


Abb. 603. Kapazitätsmeßbrücke mit selbstinduktiven Widerständen.

Auch hier gilt wieder, wenn die Brücke abgeglichen ist, die Bedingung $C_x = \frac{b}{a} \cdot C_b$, es ist alsdann ohne weiteres möglich, da *b* und *a* konstant bleiben, die Größe der Kapazität C_x an der Skala des bekannten Kondensators C_b abzulesen.

C. Hochfrequenzbrücke für Kapazitätsmessungen.

Die vorstehenden Brückenanordnungen sind zwar sowohl in der Ausgestaltung, als auch der Bedienung der Meßapparatur sehr bequem (siehe z. B. die Ausführung von Abb. 79, S. 105), sie haben aber den Nachteil, daß die mit ihnen zu messende statische Kapazität, insbesondere wenn man mit sehr hohen

Digitized by Google

Frequenzen (kleinen Wellen) arbeitet, nicht unerheblich verschieden ist gegenüber der Hochfrequenzkapazität, welche der betreffende Kondensator besitzt.

Es ist daher in allen Fällen, in denen man einen kleinen Funken- oder Lichtbogensender oder dergleichen [1]), sowie den hierzu erforderlichen Strom zur Verfügung hat, ratsamer, die Kapazitätsmessung entsprechend der Brückenanordnung von Abb. 604 durchzuführen, welche eine scharfe und richtige Hochfrequenzablesung ergibt.

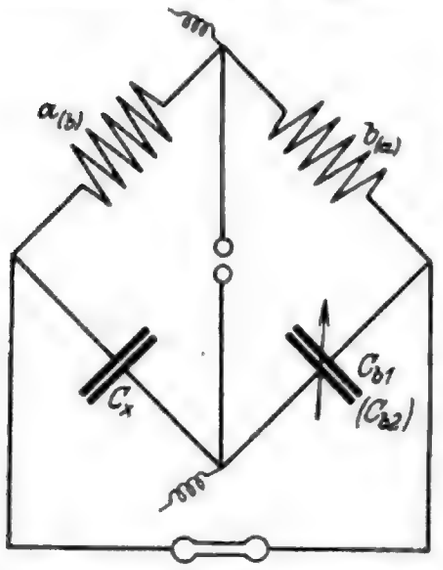


Abb. 604. Hochfrequenzbrücke für Kapazitätsmessungen.

Das Schema von Abb. 604 dürfte ohne weiteres verständlich sein. Bei Verwendung einer Funkenstrecke als Hochfrequenzerreger ist darauf zu achten, daß Resonanz-Induktorschaltung (siehe S. 146ff.) benutzt wird.

Die Messung wird in der Weise vorgenommen, daß bei Resonanzeinstellung die Heliumröhre *g* zu leuchten aufhört. Es wird hierbei der Kapazitätswert des geeichten Kondensators *cb* abgelesen, welcher die Größe C_{b1} haben möge.

Alsdann wird die Spule *a* gegen die Spule *b* umgewechselt. Es wird wieder bis zum Aufhören des Leuchteffektes in der Heliumröhre variiert, wobei am Kondensator C_b die Stellung 2 gleich C_{b2} abgelesen werden möge.

Es ergibt sich alsdann für die unbekannte Kapazität C_x der Ausdruck, entsprechend der Formel

$$C_x = \sqrt{C_{b1} \cdot C_{b2}}.$$

(Siehe auch I, Abb. 755, S. 694.)

D. Kapazitätsmessungen mit Hochfrequenz nach der Resonanzmethode.

Wohl die einfachste Meßanordnung stellt Abb. 605 dar. Der aus Spule *a* und kontinuierlich variablem Kondensator *b* bestehende Senderkreis wird mittels einer kleinen Funkenstrecke *c* erregt und induziert in loser Kopplung auf den aus einer Spule *d*, einem Hitzdrahtinstrument *e* und einem Kondensator bestehenden Kreis. Als Kondensator kann nun entweder der bekannte Kondensator C_{b1} gewählt werden, oder es tritt an dessen Stelle unter Vermittlung eines Schalters *f* der Kondensator unbekannter Kapazität C_x, der gemessen werden soll. Man geht bei dieser Maximalmethode in der Weise vor, daß zunächst der unbekannte Kondensator C_x eingeschaltet und der Sendekreis *ab* so lange verändert wird, bis der größte Ausschlag im Hitzdrahtinstrument *e* oder an dessen Stelle das hellste Aufleuchten einer parallel zum Kondensator gelegten Heliumröhre eintritt.

[1]) In den nachfolgenden Darstellungen ist zur Erzeugung von Hochfrequenzschwingungen, je nachdem ob gedämpfte Funkenschwingungen oder kontinuierliche Schwingungen erzeugt werden sollen, eine Funkenstrecke oder ein Lichtbogengenerator gezeichnet worden. Selbstverständlich könnte an deren Stelle, mindestens soweit nicht besonders hohe Spannungsamplituden oder sehr große Energien verlangt werden, ohne weiteres ein Röhrengenerator benutzt werden, bei welchem nur zu beachten wäre, daß er in möglichst loser Kopplung verwendet wird, um das Entstehen von Oberschwingungen zu vermeiden. Teils weil in den meisten Laboratorien ein Funkensenderkreis oder auch ein Lichtbogengenerator zur Erzeugung kontinuierlicher Schwingungen bisher erheblich leichter zu beschaffen ist, bzw. zur Verfügung steht, teils aber auch aus zeichnerischen Gründen sind bei den Schaltungsschemen im allgemeinen für Prüfzwecke Funkenstrecken oder Lichtbogengeneratoren dargestellt.

Digitized by Google

Unter Beibehaltung derselben Frequenz wird nach Umlegen des Schalters *f* auf den bekannten Kondensator derselbe so einreguliert, daß gleichfalls wieder der größte Ausschlag im Hitzdrahtinstrument *e* erzielt wird. Es ergibt sich alsdann in einfachster Weise die unbekannte Kapazität zu

$$C_x = C_{b1}.$$

Eine andere, ebenfalls gebräuchliche Kapazitätsmeßanordnung mittels Hochfrequenz gibt Abb. 606 wieder. Mittels einer Funkenstrecke, einer Röhrenanordnung oder auch eines Lichtbogens *c* wird der aus Selbstinduktion *a* und der veränderlichen Kapazität *b* bestehende Kreis erregt. Er induziert auf die Spule *d* und den ständig mit dieser Spule verbundenen Kondensator C_{b1}. Als Indikator kann wieder ein Hitzdrahtinstrument oder eine Heliumröhre *e*

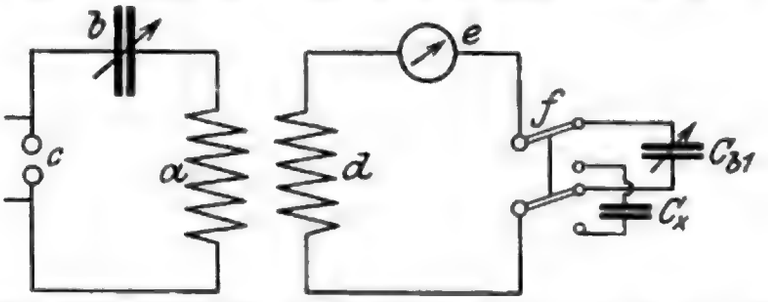


Abb. 605. Kapazitätsmeßanordung mit Hochfrequenzerregung unter Benutzung der Resonanzmethode.

dienen. Mittels eines Schalters *f* kann nun zum Kondensator C_{b1} entweder ein andrer Kondensator C_a geschaltet werden, dessen Kapazität gleichfalls bekannt ist, oder der Kondensator C_x.

Der Maximaleffekt im Meßkreise findet nun einmal statt bei $C_a + C_{b1}$, das andere Mal nach Umlegung des Schalters *f* bei $C_x + C_{b2}$. Man erhält infolgedessen den Ausdruck:

$$C_a + C_{b1} = C_x + C_{b2}$$

$$C_x = C_a + C_{b2} - C_{b2}.$$

Diese Methode ermöglicht es übrigens, in einfachster Weise die Kapazität eines Isolators oder dergleichen zu untersuchen. Man setzt alsdann den zu

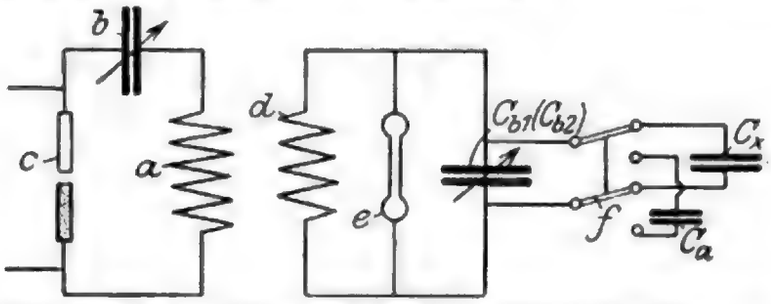


Abb. 606. Kapazitätsmeßanordnung mittels Hochfrequenz.

untersuchenden Isolator anstelle des Kondensators C_x und führt die vorstehend angegebene Messung aus. Es kann ferner hierzu auch ohne weiteres die Anordnung von Abb. 605 gewählt werden.

Für diese und die übrigen Messungen gilt mit Bezug auf das Indikationsinstrument, daß man ein um so empfindlicheres Instrument nehmen muß, je genauer die Messung ausgeführt werden soll, wobei zu beachten ist, daß, um Zweiwelligkeit, Rückwirkung usw. zu vermeiden, die Kopplung zwischen dem erregten und dem erregenden System lose sein muß. Als höher empfindliche Indikatoren kommen Thermoelemente, Kristalldetektoren usw. in betracht.

Digitized by Google

E. Messung der Dielektrizitätskonstante und des Frequenzfaktors nach der Resonanzmethode.

Die Dielektrizitätskonstante eines Isolators kann in einfachster Weise statisch, z. B. mittels der Anordnung nach Abb. 602 ermittelt werden. Handelt es sich um einen flüssigen Isolator, so mißt man zunächst die Kapazität C_x in Luft, das andere Mal wird zwischen die Kondensatorplatten das zu untersuchende flüssige Dielektrikum gebracht. Es ergibt sich alsdann die Dielektrizitätskonstante direkt aus dem Verhältnis der in beiden Fällen gemessenen Kapazitäten.

Bei der Messung eines festen Dielektrikums kann man in ähnlicher Weise vorgehen, und es ist in diesem Falle am bequemsten, einen nur aus zwei Platten bestehenden Kondensator anzuwenden, dessen Plattengröße gleich dem zu untersuchenden Material ist, und wobei dieses zwischen die beiden Platten ohne Luftzwischenraum geklemmt wird.

Da jedoch einmal, wie schon bemerkt, die statische Kapazität nicht unerheblich von der Hochfrequenzkapazität abweicht, und da außerdem bei vielen Stoffen eine Verschiedenheit der Dielektrizitätskonstante in Abhängigkeit von der Wellenlänge (Frequenzfaktor) eintritt, ist ein anderes Verfahren, entsprechend der Anordnung von Abb. 607, vorzuziehen.

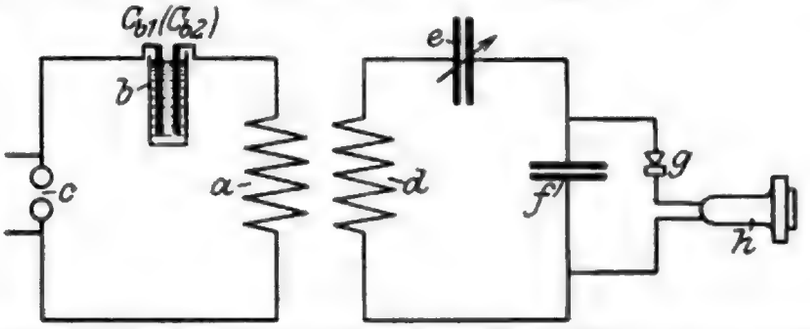


Abb. 607. Schaltungsanordnung zur Messung der Dielektrizitätskonstante und des Frequenzfaktors.

Aus einem Zweiplattenkondensator *b*, einer Selbstinduktionsspule *a* und einer Entladestrecke *c* wird das Erregersystem gebildet. Dieses induziert auf den als geeichten Empfänger geschalteten Wellenmesser *def*, bei welchem z. B. von einem großen, die Wellenlänge nicht beeinflussenden Blockkondensator der Detektor *g* und das Telephon *h* abgezweigt sein können.

Es ergeben sich alsdann zwei verschiedene Resonanzstellungen; die eine für den Kondensator *b* in Luft, die andere in dem zu untersuchenden flüssigen Dielektrikum, und man erhält die Dielektrizitätskonstante aus dem Ausdruck:

$$\varepsilon = \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\right)^2 = \frac{C_{b2}}{C_{b1}}.$$

Mittels dieser Methode kann man in einfachster Weise auch die Abhängigkeit des zu untersuchenden Dielektrikums von der Wellenlänge feststellen, indem man z. B. die nach der statischen Methode gefundene Kapazität durch die nach der Hochfrequenzmethode ermittelte Kapazität dividiert. Man erhält auf diese Weise den Frequenzfaktor:

$$f = \frac{C_{\text{statisch}}}{C_{\text{Hochfrequenz}}}.$$

4. Selbstinduktionsmessungen.

Zur Messung der Selbstinduktion sind die vorstehenden Methoden ohne weiteres geeignet. Es ist jedoch zweckmäßig, die bei den folgenden Anordnungen vermerkten Gesichtspunkte zu beachten.

Digitized by Google

A. Wheatstonesche Brücke für Selbstinduktionsmessungen.

Die Brücke wird auch hierbei mit Niederfrequenz oder Mittelfrequenz betrieben. Vorteilhaft ist es, den Speisewechselstrom der Brücke möglichst sinusförmig zu gestalten.

Die besondere Anordnung, welche zweckmäßig gewählt wird, geht aus Abb. 608 hervor. L_b ist eine bekannte Selbstinduktion, zweckmäßig ein geeichtes Selbstinduktionsvariometer.

Der Schiebekontakt f wird verändert, bis ein annäherndes Tonminimum im Telephon g bemerkbar ist, alsdann werden die möglichst kapazitäts- und selbstinduktionsfreien Widerstände h und i unter weiterer Verschiebung des

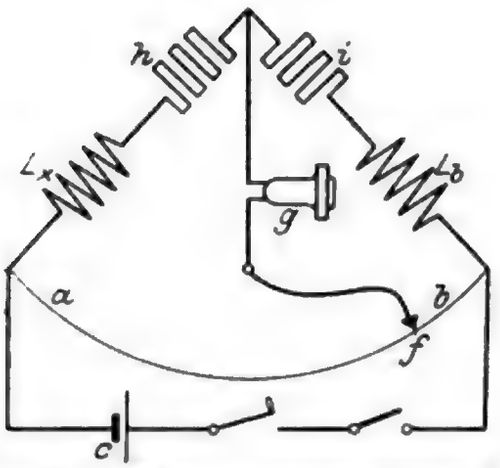


Abb. 608. Wheatstonesche Brücke für Selbstinduktionsmessungen.

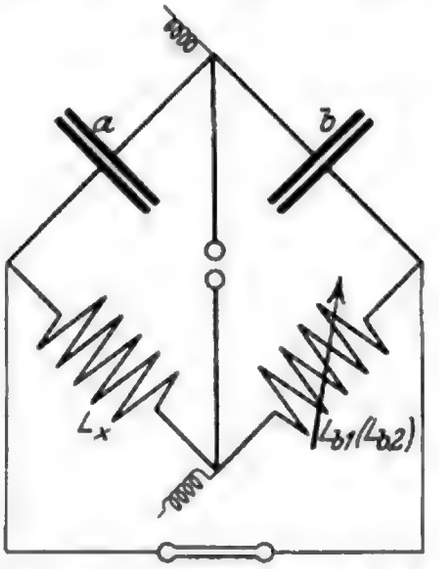


Abb. 609. Hochfrequenzbrücke für Selbstinduktionsmessungen.

Kontaktes f so lange verändert, bis ein absolutes Geräuschminimum im Telephon erzielt ist. Es gilt alsdann:

$$L_x = \frac{a}{b} \cdot L_b.$$

Die Brücke kann in einfachster Weise auch dazu verwendet werden, den Ohmschen Widerstand einer Selbstinduktionsspule festzustellen. Die Spule mit den bekannten Selbstinduktionskoeffizienten L_b wird alsdann durch einen bekannten Widerstand ersetzt, die Widerstände h und i werden kurzgeschlossen, und es braucht alsdann die mittels eines Galvanometers als Indikationsinstrument versehene Brücke nur mittels der Stromquelle c erregt zu werden.

B. Hochfrequenzbrücke für Selbstinduktionsmessungen.

Die Anordnung gemäß Abb. 609 entspricht der von Abb. 604. Sofern man eine geeichte variable Selbstinduktion, wie z. B. einen Selbstinduktionsvariometer L_b besitzt, erhält man bei Resonanzeinstellung für die unbekannte Selbstinduktion L_x eine bestimmte Einstellung für L_b, welche die Größe L_{b1} besitzen möge.

Es wird nunmehr die Spule L_b gegen L_x umgewechselt und so lange variiert, bis wiederum der Leuchteffekt in der Heliumröhre aufhört. In diesem Falle möge die geeichte Selbstinduktion die Größe L_{b2} besitzen.

Es ergibt sich alsdann für L_x der Ausdruck:

$$L_x = \sqrt{L_{b1} \cdot L_{b2}}.$$

Digitized by Google

Es ist übrigens nicht erforderlich, ein geeichtes Selbstinduktionsvariometer anzuwenden, sondern man kommt auch mit einer unveränderlichen, bekannten Selbstinduktion L_b aus, wenn die Kondensatoren *a* und *b* variabel und geeicht sind. In diesem Falle ergibt sich nämlich für die Berechnung von L_x der Ausdruck

$$L_x = L_b \cdot \frac{a}{b}.$$

C. Selbstinduktionsmessungen mit Hochfrequenz nach der Resonanzmethode.

Es möge die Anordnung gemäß Abb. 610 mit Lichtbogengenerator als Erreger vorliegen.

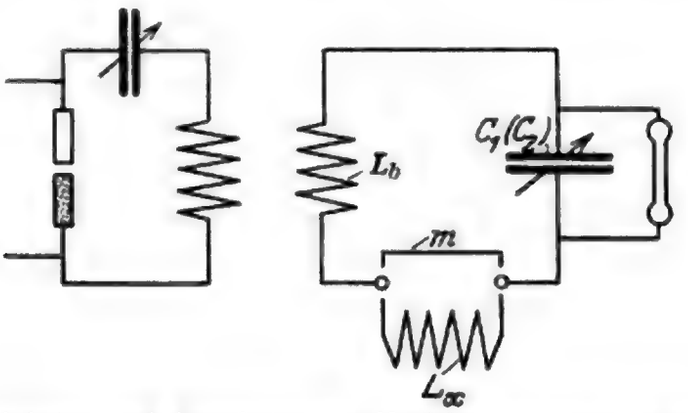


Abb. 610. Selbstinduktionsmeß-Anordnung mit Hochfrequenzerregung nach der Resonanzmethode.

Die Selbstinduktion L_b sei bekannt, der Kondensator C geeicht. Unter Verwendung eines Kurzschließers *m* sei Resonanz vorhanden bei Einstellung des Kondensators C_1.

Nach Auswechslung des Kurzschließers *m* und Ersatz desselben durch die Spule L_x sei wieder Resonanz vorhanden bei der neuen Kapazitätsstellung C_2. Es ergibt sich alsdann die unbekannte Selbstinduktion der Spule L_x aus:

$$L_x = L_b \frac{C_1 - C_2}{C_2}.$$

D. Selbstinduktionsmessung eines geschlossenen Schwingungskreises.

Die Anordnung des zu messenden Schwingungskreises und der Meßmethode entspricht Abb. 611. Hierin sei die Selbstinduktion der Spule L_b, z. B. der

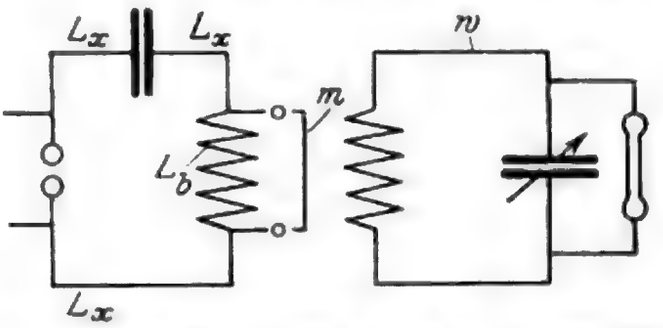


Abb. 611. Selbstinduktionsmeß-Anordnung eines geschlossenen Schwingungskreises.

Kopplungsspule mit der Antenne, bekannt, bzw. durch Messung mit einer der vorstehenden Methoden festgestellt. Es kommt nunmehr nur darauf an, die

Digitized by Google

Selbstinduktion der erforderlichen Zuleitungen $L_x L_x$ im geschlossenen Schwingungskreis zu messen.

Unter Verwendung des Wellenmessers *w* möge man bei Ausschaltung der Spule L_b und Ersatz derselben durch einen Kurzschlußbügel *m* die Wellenlänge λ_1 erhalten. Nachdem anstelle von *m* die Spule L_b eingeschaltet wird, möge man die Wellenlänge λ_2 erhalten.

Die Selbstinduktion der Zuleitungen folgt alsdann aus:

$$L_x = L_b \frac{\lambda_1^2}{\lambda_2^2 - \lambda_1^2}.$$

Wenn man anstelle der Wellenlänge in die Formel die abgelesenen Kapazitätswerte des Wellenmessers einführt, ergibt sich der Ausdruck:

$$L_x = L_b \frac{C_1}{C_2 - C_1}.$$

5. Messung des wechselseitigen Induktionskoeffizienten und des Kopplungskoeffizienten (Kopplungsgrades).

A. Messung des wechselseitigen Selbstinduktionskoeffizienten.

Die Messung des wechselseitigen Selbstinduktionskoeffizienten ist, wenn nicht besondere Vereinfachungen vorliegen oder angenommen werden, mit nicht unerheblichen Schwierigkeiten verbunden. Am einfachsten liegen die Verhältnisse, wenn für die Messung ein Lichtbogengenerator (Röhre) zur Verfügung steht. (Siehe Abb. 612.)

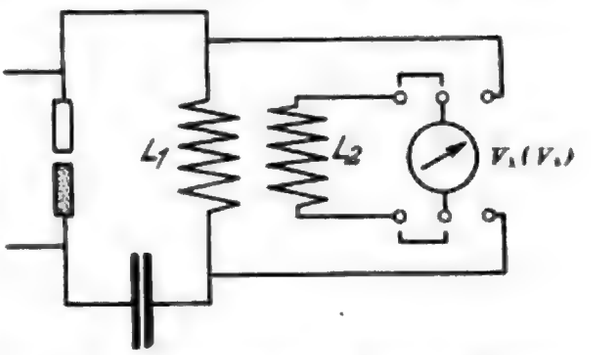


Abb. 612. Schaltungsanordnung zur Messung des wechselseitigen Selbstinduktionskoeffizienten.

Um den wechselseitigen Selbstinduktionskoeffizienten L_{12}, bzw. L_{21} der Spulen L_1 und L_2 zu messen, mißt man die beiden Spannungen V_1 und V_2. Es ergibt sich alsdann, wenn L_1 bekannt oder z. B. mittels einer der obigen Methoden bestimmt ist:

$$L_{12} - L_{21} = L_1 \cdot \frac{V_2}{V_1} = \text{Spulenentfernung voneinander.}$$

B. Messung des Kopplungskoeffizienten (Kopplungsgrades).

Sobald auf Grund der obigen Messungen der wechselseitige Selbstinduktionskoeffizient der Spulen bekannt ist und mittels einer der vorstehenden Methoden die Selbstinduktionskoeffizienten der Spulen festgestellt wurden, folgt der Kopplungskoeffizient (siehe auch S. 332 ff.) aus:

$$k = \sqrt{\frac{L_{21} \cdot L_{12}}{L_1 \cdot L_2}} = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}.$$

Ist die Selbstinduktion den beiden Systemen gemeinsam, so erhält man den vereinfachten Ausdruck:

$$k = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}.$$

Digitized by Google

In der Praxis begnügt man sich im allgemeinen, den Kopplungsgrad K aus den gemessenen Wellenlängen oder Kapazitäten festzustellen. Gemäß den früheren Ausführungen (siehe Abb. 357, S. 330) ergibt sich der Kopplungsgrad:

$$k = \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda}.$$

Hierin ist λ die Grundschwingung, λ_2 die tiefere, λ_1 die höhere der beiden sich ausbildenden Kopplungsschwingungen. (Siehe das schematische Schwingungsbild Abb. 359, S. 333.) Um diese zu erhalten, hat man den Wellenmesser möglichst lose mit einem der beiden Systeme, deren Kopplungsgrad gemessen werden soll, zu koppeln und hat alsdann sowohl die beiden Kopplungsschwingungen nach erfolgter Kopplung, als auch die Eigenwellenlänge des ungekoppelten Systems zu bestimmen und die so erzielten Werte in die obige Formel einzutragen.

Sofern man nicht die Wellenlängen mit dem Wellenmesser bestimmt, sondern die Kapazitäten abliest, ergibt sich:

$$k = \frac{C_2 - C_1}{C_2 + C_1} \cdot 100\,\% = \frac{1}{2}\frac{C_2 - C_1}{C} \cdot 100\,\%.$$

6. Ermittlung der Wellenlänge. Eichung eines geschlossenen Kreises in Wellenlängen.

Die Eichung eines geschlossenen Schwingungskreises, welcher z. B. als Wellenmeßkreis dienen soll, ist von besonderem Interesse. Es sollen infolgedessen im nachstehenden einige der wichtigsten Methoden zur Eichung derartiger Kreise behandelt werden. Zu berücksichtigen ist hierbei, daß bei den hohen Schwingungszahlen der drahtlosen Telegraphie aus Gründen der Zweckmäßigkeit nicht mit Periodenzahlen gerechnet wird, da diese zu groß sein würden, sondern stets mit Wellenlängen, wobei zwischen der Wellenlänge, der Periodenzahl und der Dauer einer Periode die bereits oben abgeleitete Beziehung besteht:

$$\lambda = v \cdot T = v \cdot \frac{1}{\nu} = 3 \cdot 10^{10} \cdot \frac{1}{\nu}.$$

Die Eichung eines Meßkreises kann bewirkt, also die Wellenlänge ermittelt werden:

A. Mittels des Paralleldrahtsystems von Lecher.

Eine der ältesten und, wenn es sich um kleine Wellenlängen handelt, auch heute noch der besten Eichmethoden zur Erzeugung von Wellen genau definierter Länge ist die Lechersche Paralleldrahtanordnung (1890), welche es auch zuerst ermöglicht hat, festzustellen, daß die Fortpflanzungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Störungen in genauer Übereinstimmung mit der Maxwellschen Theorie mit Lichtgeschwindigkeit stattfindet.

Die Lechersche Paralleldrahtanordnung in einer geschickteren Anordnungsform von J. Zenneck gibt schematisch Abb. 613 wieder. Mittels einer Hochspannungsquelle und einer Funkenstrecke werden in einem Primärsystem I elektromagnetische Schwingungen erzeugt, welche sich auf das System II übertragen. *g* ist ein Metallreiter, welcher auf dem Paralleldrahtsystem *f* verschoben werden kann. *h* ist eine Heliumröhre, welche sich stets in der Mitte zwischen *d* und *g* befinden soll. Der Abstand der Paralleldrähte voneinander muß gegenüber ihrer Länge gering sein. Die Länge der Drähte richtet sich in der Hauptsache nach der benutzten Wellenlänge, d. h. also, je größer die Frequenz, um so geringer

kann die Drahtlänge gewählt werden. Nicht benutzte längere Drahtenden sind möglichst zu vermeiden.

Die Röhre h leuchtet bei Erregung des Systems I im allgemeinen nicht auf. Nur bei einer bestimmten Stellung des Metallreiters g leuchtet sie hell auf, nämlich dann, wenn das Paralleldrahtsystem auf das Erregersystem abgestimmt ist. Das alsdann auftretende Schwingungsbild bei der Grundschwingung für Strom- und Spannungsverteilung ist in der Abbildung eingetragen. In g und d sind also Spannungsknoten vorhanden, und die halbe Wellenlänge entspricht der Drahtlänge $f = dg$.

Der im Paralleldrahtsystem fließende Strom ist $J = J_0 \sin(\omega t)$. Dann ist die in ihm induzierte EMK

$$E_p = -L \cdot \frac{dJ}{dt} = -L \cdot J_0 \cdot \omega \cdot \cos(\omega t).$$

Wenn man den Ohmschen Widerstand vernachläßigt, erzeugt der Induktionsstrom eine weitere Phasenverschiebung von 90° gegenüber dem eigentlichen Strom.

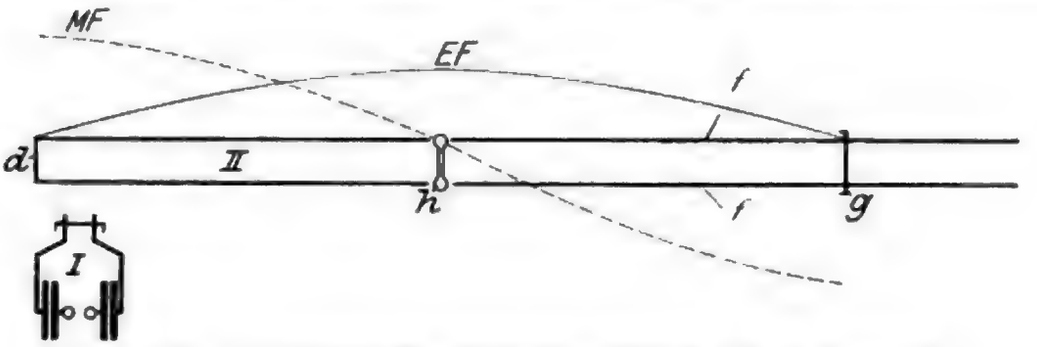


Abb. 613. Lechersche Paralleldrahtanordnung von J. Zenneck.

Würde man in den Knotenpunkten der elektrischen Feldintensität andere Körper oder gar metallische Massen anbringen, so würde hierdurch das Schwingungsphänomen nicht erheblich gestört werden. Hierin liegt ein wesentlicher Vorteil des Lechersystems, nämlich der der geringen Beeinflußbarkeit der Periodenzahl durch in nicht zu großer Nähe befindliche Leiter. Selbst ein zweiter Metallreiter, der in der Nähe des Reiters g angebracht werden würde, wäre nicht imstande, eine merkliche Beeinflussung des Schwingungsverlaufes und der Periodenzahl hervorzurufen. Auch macht es wenigstens bei kleinen Wellenlängen nicht viel aus, wenn die Paralleldrähte entweder um 90° abgebogen und parallel weiter geführt werden. Mit Bezug auf die räumliche Anordnung stellt diese Unempfindlichkeit einen erheblichen Vorteil dar. Indessen kann die Kapazitätsempfindlichkeit der Anordnung wesentlich sein.

Dieses Paralleldrahtsystem ist schon von H. Hertz (1891) verwendet worden. Quantitative Messungen sind von Paalzow und Rubens ausgeführt worden, weiterhin von Blondlot in Form des Blondlot-Erregers (1892), von Arons in Gestalt der Aronsschen Röhre (1892) zum Nachweisen der Fortpflanzungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Störungen an Drähten, von Righi (1898), von Coolidge, Schaum und Schulze (1899 und 1904) und schließlich von Gehrcke (1905) zur Eichung der in der drahtlosen Telegraphie gebräuchlichen Wellenmesser, was auch heute noch insbesondere für kleine Wellenlängen als das Standard-Eichsystem angesehen werden kann.

Die Abbildung einer Ausführung mit kapazitiver Erregung der vielfach gebräuchlichen Demonstrations- und Laboratoriumsanordnung des Lechersystems ist in II, Abb. 936, S. 117 wiedergegeben.

Digitized by Google

B. Mittels Funken- bzw. Lichtbogenzerlegung in einem rasch rotierenden Spiegel oder einer Linse.

a) Mit dem rotierenden Spiegel oder einer Linse allein.

Diese Methode ist von W. Feddersen (1862) gefunden und ausgebildet worden. Seine Spiegelanordnung[1]) ist in Abb. 614 wiedergegeben. Mittels eines in der Abbildung nicht dargestellten Uhrwerkes wird der Spiegel *a b* in rasche Umdrehungen versetzt (ca. 50 Touren in der Sekunde). Mit der Spiegelachse s ist ein Messingstab *d* verbunden, welcher bei *e* und *f* Kontakt machen kann und hierdurch den die Kapazität *g* enthaltenden Kondensatorkreis schließt. Es treten alsdann in der z. B. durch einen Induktor gespeisten Funkenstrecke *h* Entladungen auf, welche der rotierende Spiegel zerlegt und auf eine bei *i* angeordnete Mattglasscheibe oder photographische Platte reflektiert.

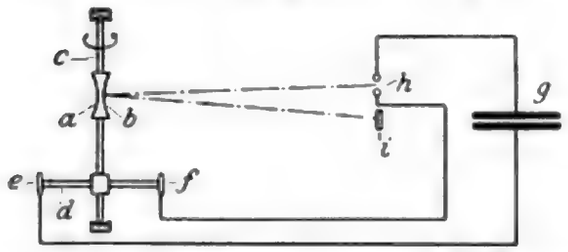


Abb. 614. Spiegelanordnung von W. Feddersen.

Man erhält auf diese Weise ein Funkenbild, wie solches z. B. Abb. 615 zum Ausdruck bringt. Die sich markierenden hellen und dunklen Stellen kennzeichnen die in der Funkenstrecke zur Zeit herrschenden Strommaxima und -Minima.

Man kann nun die Zerlegung des Funkenbildes mittels des Spiegels direkt zur Wellenlängenmessung benutzen, indem der Abstand zwischen den Mitten

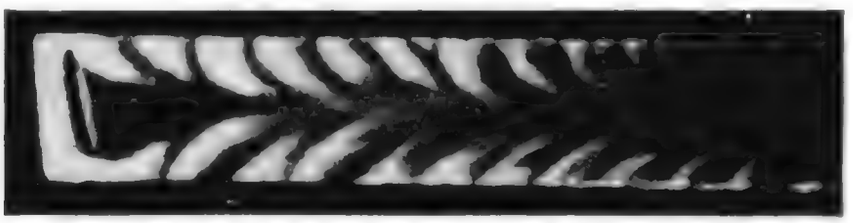


Abb. 615. Funkenbild.

zweier heller oder zweier dunkler Stellen direkt die halbe Schwingungsperiode ergibt. Da andererseits die Umdrehungsgeschwindigkeit des Spiegels, sowie der Spiegelabstand von der photographischen Platte bekannt ist, kann man direkt die Schwingungsfrequenz ermitteln.

Man erhält die Wellenlänge λ in cm aus der Formel:

$$\lambda = 3 \cdot 10^{10} \cdot \frac{60}{4n} \cdot \frac{a}{S}.$$

Hierin ist:

n die Tourenzahl des Spiegels in der Minute,

S der Abstand des Spiegels von der photographischen Platte in cm (muß groß sein),

a die vom Oszillogramm in mm abgemessene Länge einer Periode.

Nach Feddersen ist die Funkenzerlegung mittels rotierenden Spiegels von zahlreichen Experimentatoren wiederholt und zum Teil vervollkommnet worden.

So benutzte Paalzow (1861/1863) bereits für die zu untersuchende Entladung eine Vakuumröhre und konnte hiermit kritische Bedingungen für den Widerstand des Entladungskreises und dessen Einfluß auf das Funkenbild feststellen.

[1]) Eine derartige Spiegelanordnung wird von M. Edelmann in München hergestellt; ein doppelseitiger Spiegel ist in einem Stahlring eingebaut und läuft in Stahlspitzen, z. B. von einer kleinen Preßluftturbine angetrieben.

Digitized by Google

Figure 1. Schematic representation of the Lee-Wang Interferometer. Light from a monochromatic source is split into two coherent beams by a beam splitter. One beam passes through the sample, while the other serves as a reference. The resulting interference pattern is recorded by a detector and analyzed to determine phase shifts caused by the sample.

Figure 2. Interference fringe patterns observed at the detector. (A) Straight, parallel fringes indicate a uniform sample with no phase variation. (B) Curved fringes indicate the presence of a phase gradient, such as a refractive index change or surface deformation in the sample.

Figure 3. Schematic representation of the Lee-Wang Interferometer. Light from a monochromatic source is split into two coherent beams by a beam splitter. One beam passes through the sample, while the other serves as a reference. The resulting interference pattern is recorded by a detector and analyzed to determine phase shifts caused by the sample.

bild zerlegt, in Rotation versetzen. Da man jedoch aus mechanischen Gründen den Film nicht allzu schnell drehen kann und eine Umdrehungsgeschwindigkeit von etwa 6000 m in der Minute zurzeit die obere Grenze bildet, war es bisher nicht möglich, sehr rasche Oszillationen, beispielsweise die der drahtlosen Telegraphie, aufzulösen.

Ein Apparat, welcher auf diesen Grundlagen beruht, wurde von A. Schuster und G. Hemsalech um 1900 angegeben. Er besteht im wesentlichen aus einer Stahlscheibe von ca. 330 mm Durchmesser, welche etwa 70000 Umdrehungen pro Minute machen kann und an deren Rand ein lichtempfindlicher Filmstreifen befestigt ist. Das Ganze ist in einem lichtdichten Kasten eingeschlossen, der an einer Stelle der Peripherie einen Schlitz hat, vor dem sich eine Linse befindet. Das Funkenbild wird durch Linse und Schlitz auf den Film projiziert und infolge der raschen Rotation des Films in helle und dunkle Streifen zerlegt. Die

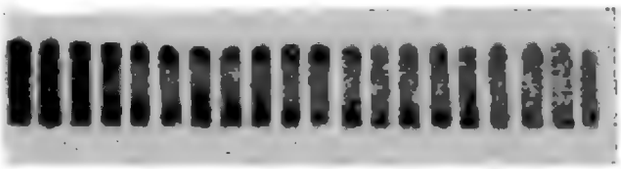


Abb. 619. Funkenbild bei rascher Rotation eines Filmstreifens.

in Abb. 619 auf diese Weise aufgenommene Entladung ergab eine Frequenz von 3500 in der Sekunde.

Schließlich ist noch eine rotierende Funkenstrecke von C. Schmittutz (1915) erwähnenswert, welche die direkte Messung der Frequenz und der Spannung, sowie die Untersuchung der Kurvenform gestatten soll.

Sie ist in Abb. 620 dargestellt.

Auf einer durch einen Motor oder dgl. in Bewegung gesetzten Welle *a*, zu welcher einerseits mittels einer Schleifbürste *b* die Schwingungsenergie direkt zugeführt wird, ist eine aus leitendem Material hergestellte Scheibe *c* befestigt. Auf dieser sitzt eine einregulierbare Spitzen-Funkenstreckenelektrode *d*. Zwischen dieser und einem Metallring *e*, welche koachsial zur Welle *a* angeordnet ist, findet der Funkenübergang statt, und zwar kann das Funkenband durch die sehr rasche Rotation der Funkenstreckenelektrode *d*, welche infolge ihrer Konstruktionsform möglich ist, in sehr weitgehendem Maße auseinander gezogen werden. Besitzt z. B. der Ring *e* einen Umfang im Innern von 1000 mm, und macht die Funkenstreckenelektrode *d* 100 Umdrehungen in der Sekunde, so beträgt die Umlaufsgeschwindigkeit mit Bezug auf die innere Ringfläche 100000 mm/sec. Es sind also Unterbrechungen, bzw. Funkenübergänge von $^1/_{100000}$ in der Sekunde noch ablesbar.

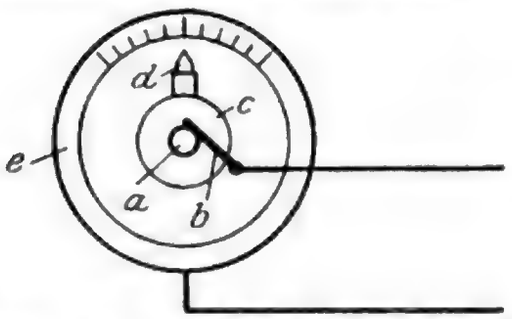


Abb. 620. Rotierende Funkenstrecke von C. Schmittutz.

Abgesehen von der für hohe Umlaufszahlen etwas geeigneteren Konstruktion dürfte die Anordnung gegenüber den nach Art der Feddersenschen Spiegeleinrichtungen hergestellten Apparaten keine wesentlichen Vorteile bieten.

b) Mit dem Glimmlichtoszillographen.

In hervorragender Weise kann die Wellenlänge selbstverständlich mit dem Glimmlichtoszillographen (siehe Abb. 56—59, S. 88—90) bei schnellen Schwingungen oder mit dem Schleifenoszillographen (Abb. 53—55, S. 85—87) bei sehr

Fig. 1.

Fig. 2.

Fig. 1 u. 2. Ultraschallwellen in Luft, hervorgerufen durch eine Quarzplatte von 1 mm Dicke.

Fig. 1. Ultraschallwellen in Luft, hervorgerufen durch eine Quarzplatte von 1 mm Dicke.

Fig. 2. Ultraschallwellen in Luft, hervorgerufen durch eine Quarzplatte von 1 mm Dicke.

Fig. 3. Ultraschallwellen in Luft, hervorgerufen durch eine Quarzplatte von 1 mm Dicke.

Fig.

inbetracht kommenden hochfrequenten Ströme konnten erst mit einem von Ryan (1903) und darauf von Hausrat-Ort (1912) gefundenen Verfahren (siehe auch Abb. 52, S. 84) analysiert werden, welches Verfahren zwar nicht direkt die Wellenlängen bestimmt und damit die Eichung eines anderen Systems auszuführen gestattet, wohl aber u. a. ein ausgezeichnetes Bild der Kurvenform usw. gibt.

Die Anordnung besteht darin, daß die Wechselstromkurve nicht auf dem Schirm der Röhre ausgezogen wird, da dies bei der hohen Frequenz zu lichtschwache, bzw. überhaupt nicht mehr erkennbare Bilder ergeben würde, sondern indem man mittels des zu untersuchenden Stromes und eines besonders erzeugten Hilfsstromes, bzw. einer Hilfsspannung von derselben Frequenz eine Lissajousche Figur erzeugt, aus welcher graphisch die Schwingungskurve gewonnen wird. Die Lissajousche Figur selbst besteht hierbei aus einer beliebig großen Anzahl im allgemeinen direkt aufeinander fallender Einzelbilder. Es ist auf diese Weise möglich, wenig lichtstarke Bilder zu summieren, ohne daß die Einzelaufnahmen in der überdeckten Abbildung erheblich voneinander abweichen.

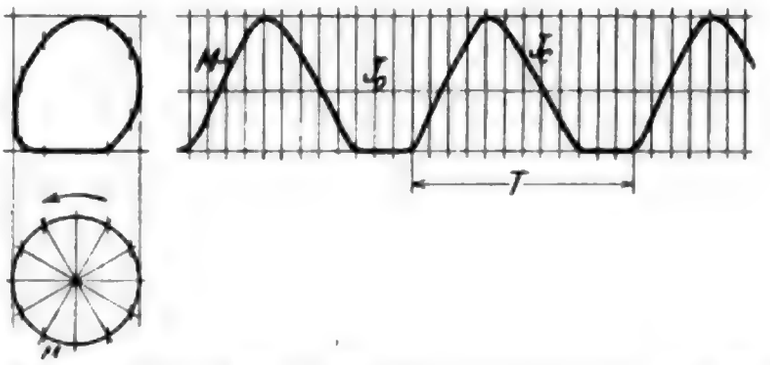


Abb. 623. Elliptischer Charakter der Lissajouschen Stromkurve.

Die Versuchsanordnung gibt Abb. 622 wieder, wobei kontinuierliche Lichtbogenschwingungen analysiert werden sollten.

a ist der Lichtbogengenerator (z. B. Kohle-Kupferelektroden in einer wasserstoffhaltigen Atmosphäre nach Poulsen), *b c d* ist der zu ihm parallel geschaltete Schwingungskreis. Die Spulen *d* sind zur Braunschen Röhre *e* symmetrisch angeordnet, *f* sind die Röhrenelektroden, an denen ein Induktor liegen kann, um an der im Bilde oberen Elektrode die Kathodenstrahlen zu erzeugen. Die an oder in der Röhre angebrachten kleinen Belegungen oder Platten *g* dienen dazu, elektrisch die bei *f* erzeugten Kathodenstrahlen abzulenken. *h* sind zwei weitere kleine Belege, die mit einem mit *a b c d* lose gekoppelten Hilfskreise verbunden sind. Hierdurch wirkt die Hilfsspannung, bzw. der Hilfsstrom auf den Hauptstrom ein und erzeugt mit diesem zusammen eine Lissajousche Abbildung auf dem phosphoreszierenden Glimmerschirm *i*. Durch eine Kamera *a* kann die Lissajousche Figur photographiert werden.

Eine der Schaltung von Abb. 622 entsprechende Stromaufnahme ist in Abb. 623 links oben nachgezeichnet. Da Strom und Spannung bei den verwendeten Mitteln einen fast sinusförmigen Verlauf hatten, ist der Charakter der Lissajouschen Stromkurve ein nahezu elliptischer.

Die Abbildung zeigt, wie ohne weiteres graphisch durch Abwicklung der Projektionen auf den Kreis die tatsächliche Stromkurve J_c ermittelt werden kann.

Leider ist es nun nicht möglich, aus der so gewonnenen Schwingungskurve die Wellenlänge abzuleiten, da die Zeitkonstante fehlt und nicht festzustellen ist, in welcher Zeit ein bestimmter Teil der Schwingungskurve durchlaufen wurde.

Ein möglicherweise gangbarer Weg hierzu bietet sich indessen dadurch, daß man auch hier im rasch rotierenden Spiegel das auf dem Schirme der Braunschen

Röhre erzeugte Kathodenstrahlenbild betrachtet, vielleicht indem man zwischen Auge und Spiegel eine gerasterte durchsichtige Glasplatte hält, um die Fixierung zu erleichtern. Da man alsdann die Umdrehungsgeschwindigkeit des Spiegels genau kennt und die Kurve nachzeichnen kann, hat man T und damit auch λ.

Die Photographie der Schwingungskurve mittels Spiegels und Braunscher Röhre ist schon von Subkis vorgeschlagen und versucht worden. Wegen der geringen Lichtstärke der Bilder bei schnellen Schwingungen sind jedoch photographische Aufnahmen nicht zustande gekommen.

D. Mittels des Schwingungsanalysators.

Hierunter soll gemäß Abb. 40—42, S. 75 eine evakuierte Röhre verstanden werden, die auf irgend eine Art im Hochfrequenzfelde, z. B. in dem von Schwingungen durchflossenen Spulenfelde, bewegt wird. Aus dieser ist die Zeit T direkt abzulesen. Man hat also hierdurch auch die Wellenlänge λ, und es bietet infolgedessen diese Methode allerdings vorläufig nur theoretisch die Möglichkeit, Schwingungskreise zu eichen, worauf bisher noch an keiner Stelle hingewiesen ist.

Es ist mit dem Analysator zwar einwandfrei zu erkennen, welcher Art die jeweilig untersuchten Schwingungen sind; es sind auch deutlich Unregelmäßigkeiten bei Schwingungen, soweit solche vorhanden sind, nachzuweisen. Indessen gelingt es jetzt nicht, die einzelnen Impulse so weit auseinanderzuziehen, daß es möglich wäre, T und damit die Wellenlänge zu bestimmen, da man aus Festigkeitsgründen die Röhre nicht genügend schnell rotieren lassen kann. Selbst Verbesserungen der Röhrenanordnung und Motorkonstruktion dürften nicht zum befriedigenden Resultat führen; vorläufig muß wenigstens diese Methode für die Eichung von Wellenmeßkreisen ausscheiden.

E. Mittels der Stimmgabelmethode.

Eine einfache Methode, die Wellenlänge elektromagnetischer Schwingungen zu bestimmen, besteht in folgendem:

Man erzeugt in einem mit einem Detektor und Telephon verbundenen Kreis (siehe Abb. 624) durch Einwirkung zweier ungedämpfter Wellenzüge Schwebungen.

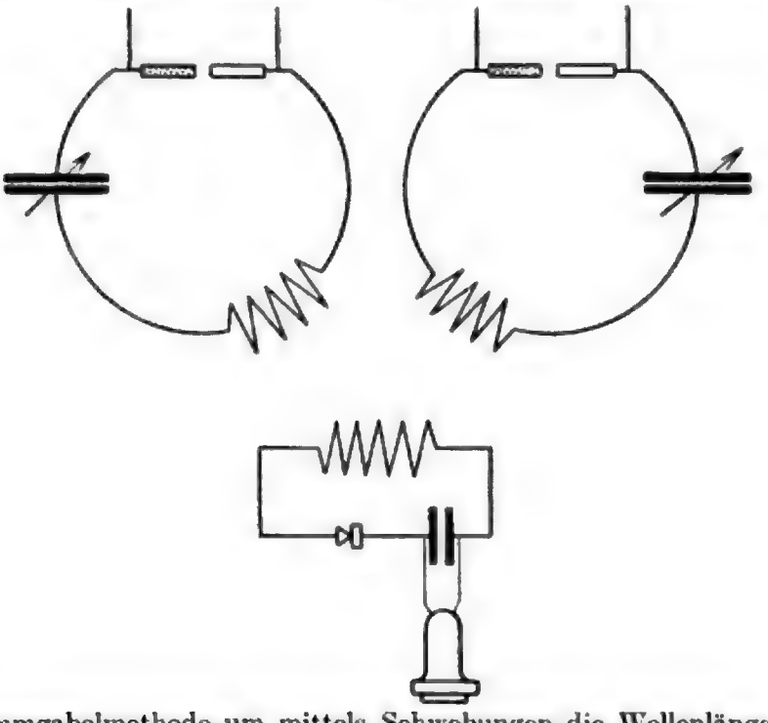


Abb. 624. Stimmgabelmethode um mittels Schwebungen die Wellenlänge zu bestimmen.

Digitized by Google

Man erkennt deutlich die Ablenkung des Strahles durch das Feld. Die Ablenkung ist proportional der Feldstärke und der Länge des Feldes, sie ist umgekehrt proportional der Beschleunigungsspannung.

Abb. 88. Ablenkung des Strahles durch ein Feld.

Aufgabe 1. Wie groß ist die Ablenkung des Strahles durch ein Feld von 10 cm Länge und 1000 Volt/cm Feldstärke, wenn die Beschleunigungsspannung 1000 Volt beträgt?

Aufgabe 2. Wie groß ist die Ablenkung des Strahles durch ein Feld von 10 cm Länge und 1000 Volt/cm Feldstärke, wenn die Beschleunigungsspannung 2000 Volt beträgt?

2. Ablenkung durch Ablenkspannungen.

Wir legen an die Ablenkplatten eine Spannung, die wir durch einen Spannungsteiler abgreifen können. Wir können dann die Ablenkung des Strahles in Abhängigkeit von der Ablenkspannung messen.

Abb. 89. Ablenkung des Strahles durch Ablenkspannungen.

Aufgabe 3. Wie groß ist die Ablenkung des Strahles durch ein Feld von 10 cm Länge und 1000 Volt/cm Feldstärke, wenn die Beschleunigungsspannung 1000 Volt beträgt?

Aufgabe 4. Wie groß ist die Ablenkung des Strahles durch ein Feld von 10 cm Länge und 1000 Volt/cm Feldstärke, wenn die Beschleunigungsspannung 2000 Volt beträgt?

Digitized by Google

G. Mittels Hochfrequenzmaschine.

Sobald man die Hochfrequenzenergie einer Maschine entnimmt, hat man bei absoluter Konstanthaltung der Tourenzahl die Gewißheit, daß der von der Maschine gelieferte Hochfrequenzstrom eine genaue, gleichbleibende und bekannte Periodenzahl und damit auch eine festgegebene Wellenlänge hat. Denn es ist die sekundliche Periodenzahl λ bekanntlich, wenn p die Anzahl der Pole, v die sekundliche Drehgeschwindigkeit des Ankers am Umfange in Metern pro Sekunde und n die Tourenzahl in der Minute ist:

$$\nu = \frac{p \cdot v}{2} = \frac{p}{2} \cdot \frac{n}{60} = \frac{1}{T}.$$

Die Wellenlänge hat man alsdann direkt aus der Beziehung

$$\lambda = v \cdot T = 3 \cdot 10^{10} \cdot T.$$

Die Daten der Maschine sind bekannt. Die Tourenzahl ist mittels eines geeichten Tachometers oder elektrischen Frequenzmessers auf Bruchteile von Prozenten exakt festzustellen, infolgedessen ist auch die von der Maschine gelieferte Wellenlänge genau bekannt.

Die Hochfrequenzmaschine bietet somit ein vorzügliches Mittel zur Eichung von Schwingungskreisen.

Verwendet man eine Goldschmidtsche Hochfrequenzmaschine, so stehen nur bestimmte Wellenlängenwerte zur Verfügung, welche den Maschinen- und Resonanzkreisdimensionen entsprechen. So hatte man bei einer Ausführung z. B. folgende Wellenlängen als gegeben:

λ =	20000 m	= 15000	Perioden/sec.
λ =	10000 m	= 30000	„ „
λ =	6667 m	= 45000	„ „
λ =	5000 m	= 60000	„ „
λ =	4000 m	= 75000	„ „
λ =	3333 m	= 90000	„ „
λ =	2857 m	= 105000	„ „

usw.

Die mittels der Hochfrequenzmaschine gefundenen Wellenlängen stimmten bei den angestellten Vergleichsversuchen mit den Wellen eines Wellenmessers, der von der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt geeicht war, auf ca. $^1/_3\,^0/_0$ genau überein.

H. Mittels Berechnung und Experiment.

Dieser Methode liegt die Anordnung des ersten Wellenmessers mit geschlossenem Schwingungskreis zugrunde, den J. Zenneck im Winter 1901/02 angegeben hat, und sie besteht darin, daß sowohl die Kapazität, als auch Selbstinduktion des Kreises so gestaltet werden, daß sie einfach berechnet werden können.

Konkrete Anordnungsvorschläge für ein derartiges schwachgedämpftes, genau definiertes Meßsystem unter Angabe zahlenmäßiger Werte für verschiedene Selbstinduktionen und Kapazitäten hat E. Nesper 1907 angegeben. Dasselbe besteht dem Schaltungsschema gemäß Abb. 627 rechts aus einem festen oder veränderlichen Kondensator a, der mit dem Paralleldrahtsystem b verbunden ist; auf letzterem ist ein Bügel c verschiebbar angeordnet und trägt gleichzeitig einen eine Skala bestreichenden Zeiger d. Der so gebildete geschlossene Schwingungskreis II ist lose gekoppelt durch eine Kopplungsvorrichtung e mit einem hochempfindlichen Indikator, wie z. B. Thermoelement, Bolometer oder besser noch einem Wellendetektor f, welcher ein Galvanometer oder anderes Anzeigeinstrument g betätigt.

Digitized by Google

Dieser Meßkreis wird von einem Erregerkreis I in loser Kopplung erregt, der einen Lichtbogengenerator, Löschfunkenstrecke usw. enthalten kann.

Bemerkenswert am Meßkreis II sind der Kondensator *a* und das Paralleldrahtsystem *b c*.

Der erstere besteht für kleine Wellenlängen zweckmäßig aus zwei kreisförmigen parallelen Platten, welche in Luft oder einem Gase, das unter Druck steht, angeordnet sind. Bei einem Durchmesser der Platten von 40 cm und einem Abstande von 1 mm erhält man bei Luft als Dielektrikum von Atmosphärendruck bereits eine Kapazität von 1000 cm.

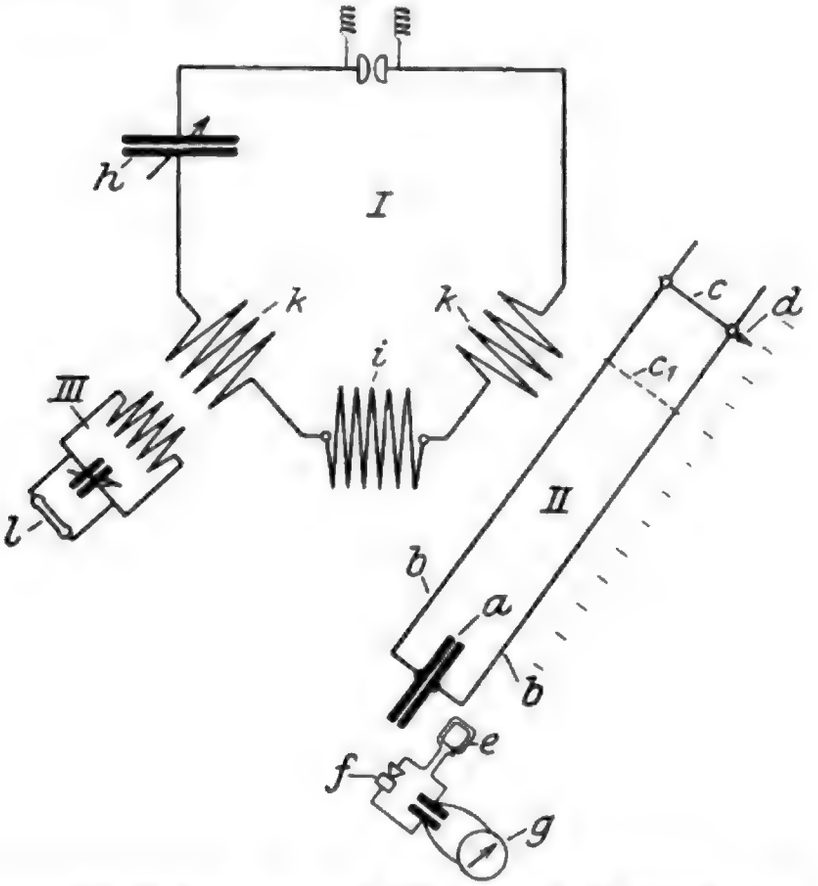


Abb. 627. Schaltungsanordnung für einen genau definierten Meßkreis und zur Eichung von Wellenmessern.

Für größere Wellenlängen kann man entweder mehrere Kondensatorelemente parallel schalten, oder man kann Preßluftkondensatoren von Zylinderform anwenden. Auch Drehplattenkondensatoren sind benutzbar.

Das Paralleldrahtsystem, das die variable Selbstinduktion darstellt, besteht zweckmäßig aus fein unterteilter, geflochtener, geklöppelter oder verdrallter Kupferlitze, um insbesondere die Wirbelstromverluste klein zu halten.

Die Selbstinduktion ist für jede Bügelstellung c berechenbar und kann von der Skala direkt oder mittels einer Tabelle abgelesen werden.

Der bewegliche Kontakt zwischen Zeiger und Drahtsystem muß selbstverständlich vorzüglich sein, so daß der Ohmsche Widerstand daselbst verschwindend klein ist.

Für einen gegebenen Kondensator *a* kann man alsdann die Skala direkt in λ eichen und kennt somit die Wellenlänge des Sendersystems. Man hat also ein Eichnormal, und es ist, um ein anderes Meßsystem zu eichen, nur erforderlich, das andere System mit dem Senderkreis gleichfalls lose zu koppeln.

Eine beispielsweise Eichschaltung hierzu gibt gleichfalls Abb. 627 wieder.

Digitized by Google

I stellt den Senderkreis dar. Der Kondensator *h* ist variabel, die Selbstinduktion *i* auswechselbar, während die Kopplungsselbstinduktionen *k k* zweckmäßig fest sein können.

III ist das zu eichende Meßsystem, das gleichfalls aus einer Selbstinduktion und einem veränderlichen Kondensator bestehen möge. Als Resonanzindikator möge in diesem Falle eine Neonröhre 1 dienen, die bei Resonanzstellung rotgelb aufleuchtet. Man eicht alsdann den Kreis *III*, indem man die Frequenz *I* verändert und mittels des Kreises *II* die jeweilige Wellenlänge bestimmt. *III* muß dann so lange nachreguliert werden, bis die Röhre 1 maximal aufleuchtet. Alsdann kann man die von *II* angezeigte Wellenlänge z. B. auf der Kondensatorskala von *III* auftragen oder in einer Tabelle vermerken.

Sofern man als Kapazität *a* in Abb. 627 einen veränderlichen Kondensator nimmt, hat man nach Zenneck für die Eichung des Kreises *II* folgendes einfache Verfahren zur Verfügung. Man verschiebt den Bügel aus der Stellung *c* in die Stellung c_1 und reguliert den Kondensator *a* derart, daß der Kreis bei beiden Bügelstellungen *c* und c_1 mit dem Kreise *II* in Resonanz ist. Man hat alsdann die Bezeichnung

$$L_1 C_1 = L_2 C_2$$

worin C_1 die Kapazität des Kondensators in der ersten Stellung, C_2 die Kapazität des Kondensators in der zweiten Stellung, L_1 die Selbstinduktion des Paralleldrahtsystems bei Bügelstellung C, L_2 die Selbstinduktion des Paralleldrahtsystems bei Bügelstellung C_1 ist.

Da C_1, C_2 und L_1 bekannt sind, kann man die jeweiligen Werte L_2 berechnen und somit die Skala des Paralleldrahtsystems eichen. Umgekehrt kann man, wenn das Paralleldrahtsystem geeicht ist, auf diese Weise den Kondensator *a* eichen.

7. Messungen mit dem Wellenmesser.

A. Messung der Wellenlänge.

Die Wellenlängenmessung war bereits auf S. 70 bei Beschreibung des geeichten Kreises zur Messung der Wellenlänge erwähnt worden.

Im Prinzip ist bei allen Wellenmessern, welche auf dem Resonanzprinzip beruhen, und nur um diese soll es sich hier handeln, der Gang der Messung derselbe. Je nach der Art und Empfindlichkeit des Indikators wird der Wellenmesser (Wellenmesserspule oder wenn vorgesehen die besondere Kopplungsspule) dem zu messenden System genähert, d. h. also, der Wellenmesser wird mit dem zu messenden System gekoppelt, und die elektrischen Größen des Wellenmessers, Kapazität und Selbstinduktion werden so lange verändert, bis die größte Wirkung, also der Resonanzeffekt im Indikator, vorhanden ist. Die Feinabgleichung erfolgt alsdann in der Weise, daß die Kopplung zwischen Wellenmesser und zu messendem System loser gemacht wird, so daß Isochronität (d. h. Eigenschwingungszahl des Meßkreises gleich derjenigen der erregenden Schwingungen), oder allgemeiner gesprochen, der Resonanzpunkt (d. h. Maximalwirkung im erregten System) genau festgestellt werden kann.

Bei genügend empfindlichem Indikator können auch ohne weiteres die Oberschwingungen usw. auf diese Weise festgestellt werden.

Ist der Wellenmesser mit dem zu messenden System fest gekoppelt, so tritt Zweiwelligkeit auf.

B. Anwendungs- und Meßmöglichkeiten des Wellenmessers.

Je nach der Art der Schaltung des Wellenmessers können folgende Messungen mit demselben vorgenommen werden.

Digitized by Google

a) Der Wellenmesser kann benutzt werden als geeichter Resonator, wenn man als Indikator eine luftverdünnte Röhre, kleine Glühlampe od. dgl. verwendet. Man kann alsdann nur den Bereich des Resonanzmaximums und bei genügend loser Kopplung den Resonanzpunkt feststellen. Nur bei extrem starker Dämpfung, was aber bei einem Wellenmeßkreis nie vorkommen wird, ist der Resonanzpunkt des Stromes von dem der Spannung verschieden.

b) Wenn man als Indikator ein Hitzdrahtinstrument oder die in Abb. 627 dargestellte Kombination von Detektor und Galvanometer oder überhaupt irgend einen anderen quantitativ arbeitenden Energieanzeiger benutzt, kann mit dem Wellenmesser die volle Resonanzkurve aufgenommen werden, man kann alsdann den Kopplungsgrad feststellen usw.

c) Wenn man den Wellenmeßkreis mit einem Hochfrequenzgenerator, wie z. B. einer kleinen Funkenstrecke und einem Induktor verbindet, so daß also der Wellenmesser als Oszillator wirkt, so erzeugt er Schwingungen einer ganz bestimmten ablesbaren Frequenz.

d) Auch für mittelfrequente Schwingungen geringer Energie kann der Wellenmesser benutzt werden, indem der Meßkreis mittels eines Unterbrechers, Tonsummers oder dergleichen in der Lodge-Eichhornschen Schaltung angestoßen wird und Schwingungen einer bestimmten Periodenzahl geringer Intensität erzeugt.

e) Wenn mit dem Wellenmeßkreis ein hochempfindlicher Detektor (siehe z. B. Abb. 627) verbunden wird, und anstelle des Strommessers ein Telephon benutzt wrid, können mit dem Wellenmesser, unter Benutzung einer Antenne, die Schwingungen ferner Sendestationen aufgenommen und die Wellenlänge der fernen Sendestation abgelesen werden (Fernwellenmessung) (siehe Abb. 758, S. 697).

f) Schließlich können mit dem Wellenmesser, sofern sein veränderliches Element, wie z. B. der Kondensator, geeicht ist, auch ohne weiteres Selbstinduktionen, Kapazitäten usw. gemessen werden.

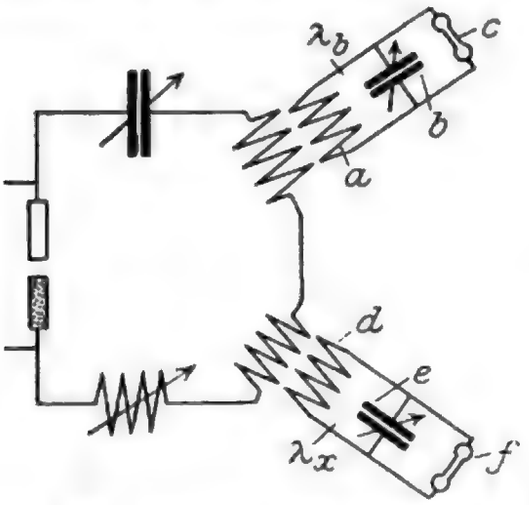


Abb. 628. Eichung eines Wellenmessers mittels eines Normalwellenmessers.

C. Eichung eines Wellenmessers unter Anwendung eines Normalwellenmessers.

In einfachster Weise kann diese erfolgen, wenn ein Lichtbogengenerator als Erreger zur Verfügung steht.

Die Schaltung ergibt alsdann Abb. 628. Hierin sei *a b c* der geeichte Wellenmesser, *d e f* der zu eichende Wellenmesser. Die Periodenzahl des Erregerkreises kann verändert werden und wird für jede Wellenlänge mittels des geeichten Wellenmessers *a b c* festgestellt.

Bezeichnet man mit λ_b die bekannte Wellenlänge des geeichten Wellenmessers, mit λ_x die Wellenlänge des zu eichenden Wellenmessers, so ergibt sich für alle Wellenlängen:

$$\lambda_x = \lambda_b.$$

D. Messung der Grundschwingung (Antenneneichung), Kapazität und Selbstinduktion eines Luftleiters.

Die Messung der Grundschwingung ist nach den früheren Ausführungen ohne weiteres verständlich. Am zweckmäßigsten wird zur Erregung der

Digitized by Google

Antenne *a* in diese eine kleine Funkenstrecke *b* eingeschaltet und mittels derselben mit seltenen Funken oder tönenden Funken die Antenne angestoßen. In die Antenne wird ferner noch eine für die Wellenlänge meist unwesentliche Erdschleife *c* eingeschaltet, mit welcher der Wellenmesser *d e* gekoppelt wird.

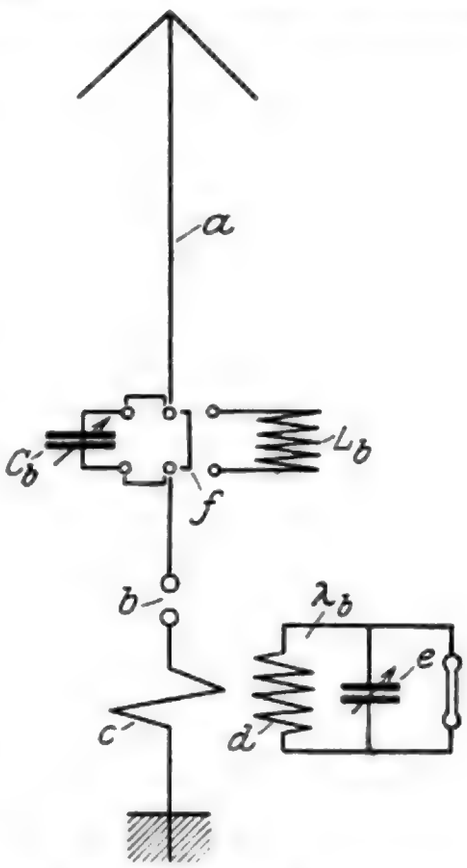


Abb. 629. Messung der Grundschwingung und Kapazität eines Luftleiters.

Es ist zu beachten, daß es für exakte Messungen keineswegs gleichgültig ist, an welcher Stelle der Antenne die Kapazitäts- und Selbstinduktionsmessung stattfindet (siehe auch S. 331). Die Strom- und Spannungsamplitude wird in der Erdleitung im allgemeinen eine andere sein als zwischen den Verlängerungsmitteln und der Antenne selbst. Ferner ist zu beachten, daß die Strom- und Spannungsverteilung, und somit auch die Antennenkapazität und Selbstinduktion ihrerseits von der Wellenlänge abhängig sind. Um daher eine Einheitlichkeit und Vergleichsmöglichkeit zu schaffen, sollte man, soweit dies irgend angängig ist, stets mit einer in die Erdleitung geschalteten Kopplungsschleife, entsprechend Abb. 629, arbeiten.

Es ergibt sich alsdann die Grundschwingung der Antenne gemäß:

$$\lambda_{\text{grundschw.}} = \lambda_{\text{b.}}$$

Nach den früheren Ausführungen folgt aber die Grundschwingung aus der Antennenkapazität und Selbstinduktion gemäß:

$$\lambda_{\text{grundschw.}} = 2\pi\sqrt{C_{\text{grundschw.}} \cdot L_{\text{grundschw.}}}$$

Bei der Messung der Wellenlänge eines Luftleitergebildes werden die Fehler, insbesondere auch durch die zur Messung einzuschaltende Selbstinduktion, um so größer, je kleiner die tatsächliche Selbstinduktion des Luftleitergebildes ist. Dies tritt also schon in Erscheinung bei Schirmantennen, namentlich bei solchen, welche eine reusenförmige Energiezuleitung zur Antenne besitzen, besonders aber ist dieses bemerkenswert bei Doppelkonusantennen, bei denen die Eigenselbstinduktion sehr gering ist.

Bei den in Abb. 630 dargestellten Verfahren kann nicht nur die Eigenschwingung des Luftleitergebildes genauestens bestimmt werden, sondern es ist auch diese Messung in kürzester Zeit ausführbar.

Wenn *a* das zu messende Luftleitergebilde ist, so wird zur Messung in die Erdung desselben eine Selbstinduktionsspule *b* und ein veränderlicher Kondensator *c* eingeschaltet. Parallel zu diesen liegt ein Schalter *d*. *e* ist ein Meßkreis, z. B. ein Wellenmesser.

Es wird nun *b c* so lange verändert, bis es nichts mehr ausmacht, ob der Schalter *b* geöffnet oder geschlossen ist. Alsdann ist das System *b c* auf die Eigenschwingung der Antenne abgestimmt. In diesem Fall besteht nämlich zwischen den Punkten 1 und 2 keine Spannungsdifferenz. Die Ablesung am Wellenmesser ergibt alsdann direkt die Grundschwingung.

Für die Antenneneichung kann man ferner einen Wellenmesser mit der Antenne koppeln und mittels eines mit der Antenne gekoppelten Detektor-Telephons bei richtiger Einregulierung die größte Lautstärke und infolgedessen die Wellenlänge nachweisen.

Bei den Empfängern der Praxis, bei denen im allgemeinen meist ein Sekundärkreis vorhanden ist, mit welchem der Detektor gekoppelt werden kann, ist eine einfachere Möglichkeit der Antenneneichung gegeben, indem man den Sekundärkreis in Wellenlängen eicht und entweder den Sekundärkreis mittels eines Summers anstößt, wobei man mit der Antenne die Kombination Detektor-Telephon verbinden muß, oder aber indem man gemäß Abb. 526, S. 482 mit der Antenne gekoppelt einen Summer verwendet und die größte Lautstärke an dem im Sekundärkreis verbundenen Detektor-Telephon feststellt.

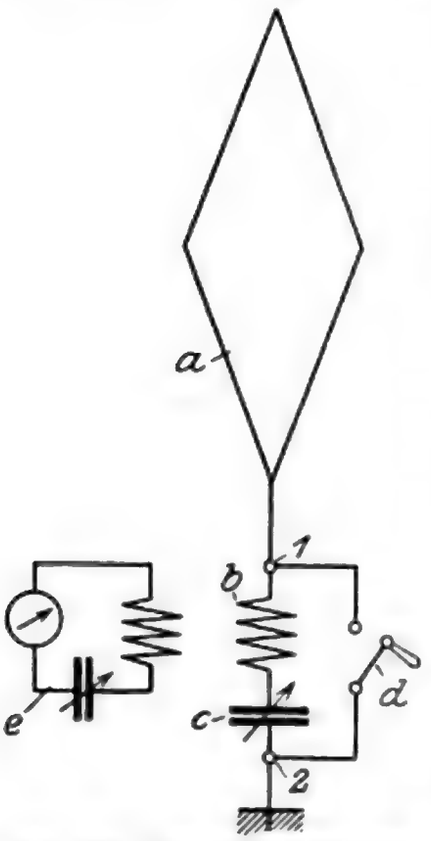


Abb. 630. Genaue Bestimmung der Eigenschwingung des Luftleitergebildes.

Die hierbei häufig auftretenden Nachteile der direkten Induktion vom Summer auf den Sekundärkreis, von Oberschwingungen bei Röhrenempfängern, insbesondere solchen zum Schwebungsempfang usw. kann man dadurch vermeiden, daß man entweder auf die Antenne mittels eines besonderen Summerkreises gemäß Abb. 526 induziert, oder aber indem, wenn der Summer in der Antenne liegt, mit einem Tertiärsystem empfangen wird, um direkt Niederfrequenzinduktionen auszuschließen.

Um die Antennenkapazität mit Hochfrequenz zu messen — die anderen Methoden, insbesondere mit Niederfrequenz mittels der Antennenkapazitätsmeßbrücke sind in Abb. 78 und 79, S. 105 und Abb. 602, 603, S. 568, 569 wiedergegeben — wird der Verbindungsbügel oder Schalter *f* (siehe Abb. 629) entfernt und an dessen Stelle ein regulierbarer, möglichst großer Kondensator C_b in die Antenne eingeschaltet. Die sich alsdann ergebende Wellenlänge berechnet sich aus:

$$\lambda_2 \geqq 2\pi \sqrt{L_{\text{grundschw.}} \frac{C_{\text{grundschw.}} \cdot C_b}{C_{\text{grundschw.}} + C_b}}.$$

Man findet fernerhin alsdann die Antennenkapazität durch Kombination der beiden Ausdrücke aus:

$$C_{\text{grundschw.}} \geqq 2 C_b \frac{\lambda_{\text{grundschw.}} - \lambda_2}{\lambda_2}.$$

Dieser letztere Ausdruck gilt mit um so größerer Genauigkeit, je geschlossener die Antenne ist. Insbesondere für Schirmantennen kann sie zur Feststellung der Antennenkapazität unbedenklich benutzt werden.

Wenn die Antennenkapazität und Grundschwingung bekannt ist, kann aus obiger Formel die Antennenselbstinduktion ohne weiteres berechnet werden. Zur Kontrolle dieser Rechnung, und für den Fall, daß ein geeigneter Kondensator hinreichend großer Kapazität, um eine gleichmäßige Stromverteilung in der Antenne zu sichern, zur Ausführung der Kapazitätsmessung nicht zur Verfügung steht, kann man folgendermaßen verfahren:

Anstelle des Kurzschlußbügels *f* wird eine Selbstinduktionsspule L_b in die Antenne eingeschaltet. Der Selbstinduktionskoeffizient der Spule soll möglichst groß sein.

Wenn ohne Einschaltung der Antennenspule L_b die Grundschwingung der Antenne gemessen war und λ betrug, so hat nach Einschaltung der Spule L_b

die Wellenlänge zugenommen und ist gleich λ_3 geworden. Es läßt sich alsdann folgender Ausdruck aufstellen:

$$C_{\text{grundschw.}} \cong \lambda_3 \cdot \frac{(\lambda_3^2 - \lambda^2_{\text{grundschw.}})}{20\, L_b}.$$

Sofern der Wellenmesser die Ablesung der Kapazitäten direkt gestattet und die Größe der eingeschalteten Selbstinduktion L_b und die Selbstinduktion des Wellenmessers gleich gewählt wird, so vereinfacht sich der Ausdruck für die Antennenkapazität und kommt auf die Differenz zweier abgelesener Kapazitätswerte heraus gemäß:

$$C_{\text{grundschw.}} = C_2 - C_1$$

worin C_2 die am Wellenmesser abgelesene Kapazität bei Einschaltung der Verlängerungsspule, C_1 die abgelesene Kapazität ohne Verlängerungsspule bedeutet.

Infolgedessen ist es möglich, die Selbstinduktion der Antenne zu berechnen aus folgender Formel:

$$L_{\text{grundschw.}} = \frac{\lambda^2_{\text{grundschw.}}}{4\pi^2 \cdot C_{\text{grundschw.}}}$$

Es sei noch auf eine andere Möglichkeit der Messung der Antennenkapazität, bzw. Antennenselbstinduktion hingewiesen, sofern es sich nur um eine oberflächliche Feststellung dieser Größen handelt. Man geht alsdann folgendermaßen vor.

Man schaltet in die Antenne eine Selbstinduktionsspule möglichst großer und wenn angängig bekannter Selbstinduktion ein und mißt die hierbei vorhandene Wellenlänge λ_1.

Alsdann schaltet man die eben erwähnte Selbstinduktionsspule mit einem veränderlichen Drehplattenkondensator zusammen und variiert die Wellenlänge des so gebildeten Kreises so lange, bis wieder die Wellenlänge λ_1 erreicht ist. Wenn die Größe der Selbstinduktion bekannt ist, kann man die Kapazität alsdann ohne weiteres aus der gemessenen Wellenlänge berechnen und hat auf diese Weise die Antennenkapazität gefunden, oder aber, wenn die Größe der Selbstinduktion nicht bekannt ist und nur der Kondensator geeicht ist, kann man ebenfalls wieder ohne weiteres die Antennenkapazität ermitteln, da alsdann ja die Größe der Spulenselbstinduktion aus der Rechnung vollkommen herausfällt.

8. Dämpfungsmessungen.

A. Methoden der Dämpfungsmessung.

Zur Messung des Dämpfungsdekrementes werden die nachstehenden Methoden angewendet, wobei jedoch zu beachten ist, daß für die Praxis bisher in der Hauptsache nur die unter a) und b) erwähnte Resonanz- und Vergleichsmethode inbetracht kommen.

a) Die Resonanzmethode.

Das Wesen der Resonanzmethode, welche ausführlich auf S. 341 ff. auseinandergesetzt ist, besteht darin, daß unter Verwendung möglichst sinusförmiger Schwingungen bei tunlichst loser Kopplung des Meßkreises (Resonanzkreises) mittels letzterem mindestens drei Punkte der Resonanzkurve aufgenommen werden. Es sind dieses der Resonanzpunkt selber und die Kapazitäts- bzw. Wellenlängenwerte bei gleichem, aus rechnerischen Gründen zweckmäßig halbem Ausschlage des Indikationsinstrumentes gegenüber dem Ausschlage beim Resonanzpunkt. Nach einer der Bjerknesschen Formeln oder einem aus diesen abgeleiteten Ausdrucke wird alsdann die Summe der Dekremente

Digitized by Google

des Oszillators und des Resonators bestimmt. Hat man ungedämpfte Schwingungen, so ist direkt die Dämpfung des Resonators gegeben. Arbeitet man hingegen mit gedämpften Schwingungen, so ermittelt man durch Einfügung eines selbstinduktionslosen Hochfrequenzwiderstandes in den Resonator den durch diesen Widerstand herbeigeführten Dämpfungszuwachs, was besonders einfach in dem Falle ist, daß der Widerstand in Ohmwerten geeicht ist.

Bezüglich der bei der Messung zu beobachtenden Einzelheiten, so wie auf die sich ergebenden Vereinfachungen bei stark gedämpften Oszillatoren, Erregung mit idealen Stoßschwingungen usw. wird auf die Ausführungen von S. 341 ff. hingewiesen.

b) Die Vergleichsmethode.

Diese beruht darauf, daß der auf Dämpfung zu untersuchende Apparat oder Körper mit einem solchen bekannter Dämpfung oder aber mit einem verlust- und dämpfungslosen Apparat verglichen wird. Handelt es sich z. B. um die Untersuchung von Isolationsmaterialien, so kann man die durch diese bewirkte Dämpfung feststellen durch Vergleich mit einem praktisch verlustfreien Luftkondensator.

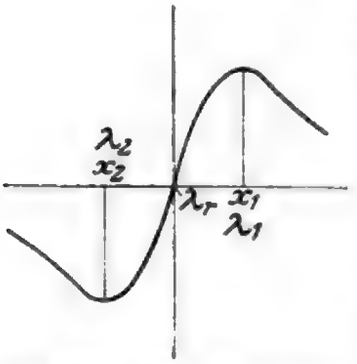


Abb. 631. Dämpfungsmessung mittels des Dynamometers.

c) Die Dynamometermethode.

Mittels des Dynamometers z. B. in der Anordnung von Abb. 730, S. 674 ist es nach J. Zenneck möglich, sehr genaue Dämpfungsmessungen auszuführen, ohne daß es nötig ist, etwa die volle Dynamometerkurve aufzunehmen. Wichtig ist es hierbei, die Kopplung zwischen Primärkreis, welcher den Hochfrequenzgenerator enthält, und dem Meßkreis besonders lose zu machen.

Nach Erregung des Primärkreises wird die Wellenlänge des Meßkreises nach x_1 und x_2 oben und unten variiert, bis die beiden Dynamometermaxima erzielt sind (Abb. 631), was für λ_1 und λ_2, bzw. C_1 und C_2 der Fall sein möge. Im Resonanzpunkt, in welchem die Dynamometerkurve durch den Nullpunkt hindurchgeht, sei die Wellenlänge λ_r und die Kapazität C_r. Dann ist die Summe der Dekremente vom Primärsystem und Meßsystem

$$\begin{aligned}
\vartheta_1 + \vartheta_2 &= 2\pi x_1 = 2\pi x_2 \\
&= 2\pi \frac{x_1 + x_2}{2} \\
&= 2\pi \frac{\lambda_1 - \lambda_r}{\lambda_1} \\
&= 2\pi \frac{\lambda_r - \lambda_2}{\lambda_2} \\
&\sim \pi \cdot \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_r}
\end{aligned}$$

oder

$$\begin{aligned}
\vartheta_1 + \vartheta_2 &= \pi \cdot \frac{C_1 - C_r}{C_1} \\
&= \pi \cdot \frac{C_r - C_2}{C_2} \\
&= \frac{\pi}{2} \cdot \frac{C_1 - C_2}{C_r}
\end{aligned}$$

Digitized by Google

d) Die direkte Methode mittels Strom- und Spannungsmessung.

Diese kann in solchen Fällen angewendet werden, wenn ungedämpfte Erregerschwingungen zur Verfügung stehen.

e) Die Dämpfungsmeßmethode mittels der Kathodenröhre nach Zenneck.

Mit dem zu messenden Schwingungssystem — es ist auf diese Weise nur die Dämpfung eines Oszillators (Erregersystems) festzustellen — werden unter Zwischenschaltung zweier großer Widerstände zwei kleine Kondensatorplatten angeschlossen, von denen zweckmäßig die eine geerdet wird. Zwischen den Platten wird die Braunsche Röhre angeordnet.

Sobald der Oszillator in Tätigkeit tritt, erscheint auf dem Schirm der Braunschen Röhre nicht die Schwingungskurve, sondern man erhält vielmehr einen mehr oder weniger breiten Streifen mit hellen Lichtflecken usw. (siehe Abb. 631), welche den Scheitelpunkten der Schwingungskurve entsprechen. Die Größen der Abstände dieser hellen Lichtflecke von der Nullinie geben direkt ein Maß der Amplitudenabnahme und damit der Dämpfung.

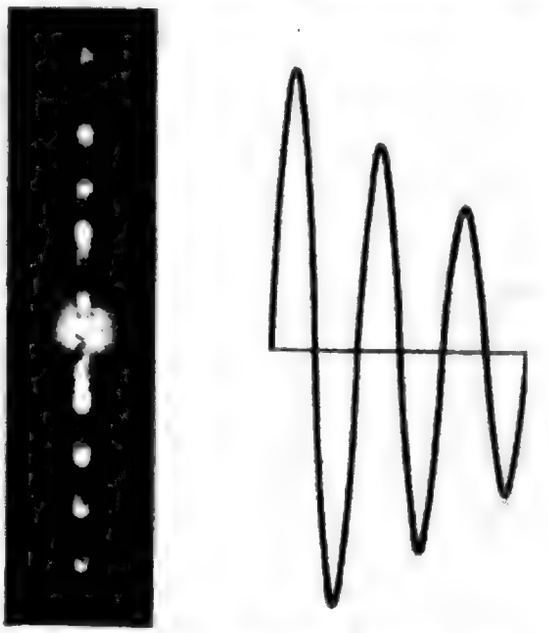


Abb. 631. Bild mit der Braun-Zenneckschen Kathodenröhre und Dämpfungskurve.

Diese Methode, die im Gegensatz zu anderen ungefähr bis zu Wechselzahlen von 10^6 pro Sekunde anwendbar ist, hat den Vorteil, daß man alle im Schwingungskreise auftretenden Störungen sofort wahrnehmen kann, indem bei jeder zeitlichen Verschiedenheit der Schwingungen Unregelmäßigkeiten im Auftreten der Lichtpunkte bemerkbar werden.

Für geringe Dämpfungen ist die Methode nicht anwendbar, da die Lichtpunkte zu nahe aneinander rücken. Alsdann muß man die Röhre so schalten, daß der Lichtfleck magnetisch abgelenkt wird, indem man durch mit Gleichstrom gespeiste Spulen den Lichtpunkt so nahe nach einer Seite des Schirmes der Röhre verlegt, daß der gesamte Bereich des Schirmes für die Schwingungen nach einer Seite zur Verfügung steht. Auf diese Weise werden die Ausschläge zwar nur nach einer Seite hin erhalten, erscheinen aber in doppelter Größe.

f) Die Dämpfungsmeßmethode mittels des Magnetdetektors nach Rutherford.

Die wohl geeignetste derartige Anordnung zeigt Abb. 632. *a* ist ein dünnes, kreisförmig gebogenes, an einer Stelle abgeschnittenes Blech aus gut leitendem Material, welches außen mit einer Teilung versehen ist. Dieses Blech wird mittels eines Hartgummiklotzes gehalten. In der Mitte von *a* ist eine Glasröhre *b* angeordnet, die in ihrem vorderen Teile etwa dreißig durch Schellack voneinander isolierte, hartgezogene Stahldrähte *c* von sehr geringem Durchmesser (ca. 0,076 mm), die den magnetischen Detektor bilden, und die leicht herausnehmbar sind, enthält. *d* sind Stromzu- bezw. Abführungen; *e* ist ein beweglicher Leiter, der die auf *a* angebrachte Skala bestreicht und im übrigen mit *a* guten Kontakt machen muß. Vor der Spule *a* ist ein Magnetometer *f* mit Spiegel *g*

Digitized by Google

aufgestellt, um stets die Feldstärke des kreisförmigen Leiters *a* feststellen zu können.

Die Wirkungsweise der Anordnung ist folgende: Die Leiter *d* werden mit dem Schwingungskreis verbunden, dessen Dämpfung gemessen werden soll, indem sie mit der Schwingungskapazität in Serie geschaltet werden. Bei Erregung wird auf die Nadel *c* keine Wirkung ausgeübt, wenn *e* sich am Punkte Null

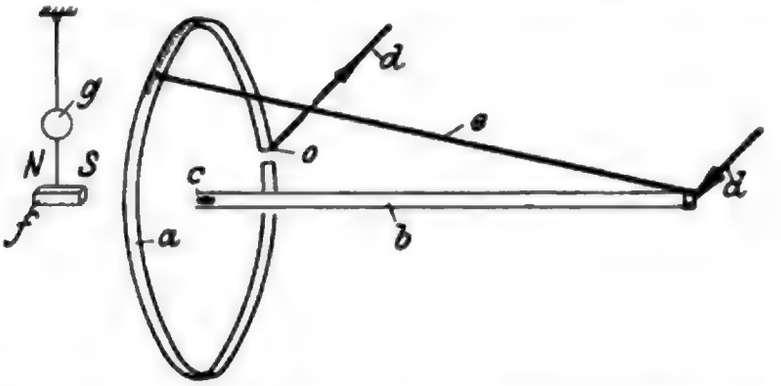


Abb. 632. Die Dämpfungsmethode mittels des Magnetdetektors nach Rutherford.

befindet, weil dann kein Feld vorhanden ist. Sobald jedoch *e* bewegt wird und in eine andere Stellung kommt, wird *c* mehr oder weniger entmagnetisiert, entsprechend der jeweiligen Stellung des Bügels *e*. Die in jedem Punkt vorhandene Feldstärke $\mathfrak{H}$ im Innern von *a* hängt ab von der Bogenlänge *l*, der Stromstärke *i* und dem Radius r nach dem Ausdruck:

$$\mathfrak{H} = \frac{l \cdot i}{r_2}.$$

Die Entmagnetisierung der Nadel *c* durch die schnellen Schwingungen darf nicht völlig sein. Sie darf vielmehr nicht unter die Hälfte der magnetischen Feldstärke herabgehen, da sonst unter Umständen eine Ummagnetisierung eintreten kann.

Man läßt die Entladungen in einer Richtung durch die Anordnung hindurchgehen und bestimmt mittels des Magnetometers die Ablenkung. Darauf entfernt man die Detektornadel, magnetisiert sie auf ihren früheren Betrag und bringt sie in die alte Stellung im Detektor. Darauf wird die Entladerichtung umgekehrt und *e* so weit bewegt, bis der Magnetometerausschlag derselbe ist wie vorher. Sobald das erreicht ist, hat man das Verhältnis (siehe Abb. 95, S. 118): $\frac{a}{b}$.

g) Dämpfungsmessung mittels Kontaktanordnung.

α) Anordnung nach Tallqvist.

Diese Anordnung eignet sich insbesondere für die Messung stark gedämpfter Systeme ohne Funkenstrecke und besteht gemäß Abb. 633 in der Hauptsache in einem Helmholtzschen Doppelpendelunterbrecher *i*, welcher den Kondensator *c* entladet. *g* ist ein verschiebbarer Kontakt, *e* ein Akkumulator und *a* ein Umschalter. Die übrigen Teile sind aus der Abbildung ohne weiteres zu entnehmen.

Die Messung geschieht folgendermaßen: Die Doppelkontakte *g* und *h* sind geschlossen, *a* macht mit *b* Kontakt. Durch das System *e h w c v g l b a c e* fließt sodann ein Strom, und der Kondensator *c* erhält eine Ladung. Bei Betätigung des Pendels, also bei Öffnung von *h*, findet eine Entladung des Kondensators durch den Kreis *c v g l b a c* statt. Nach einer gewissen, genau feststellbaren

Zeit wird g betätigt und der Ladungsrest mittels des Galvanometers f gemessen. Dieser Ladungsrest gibt einen Punkt der Kurve, wobei die Zeit als Abszisse und der entsprechende Ladungsrest als Ordinate aufgetragen sind. Die Gesamtladung des Kondensators c erhält man dadurch, daß bei geschlossenem Kreise die Kontakte $h\,g$, die vorher nicht geschlossen waren, durch das Pendel betätigt werden.

β) Anordnung nach Glatzel.

Die Einrichtung ist aus Abb. 634 ohne weiteres verständlich. Zu beachten ist, daß die Kommutatoren a und b beliebig gegeneinander auf der Welle c des gemeinsamen Antriebsmotors versetzt werden können, so daß zwischen

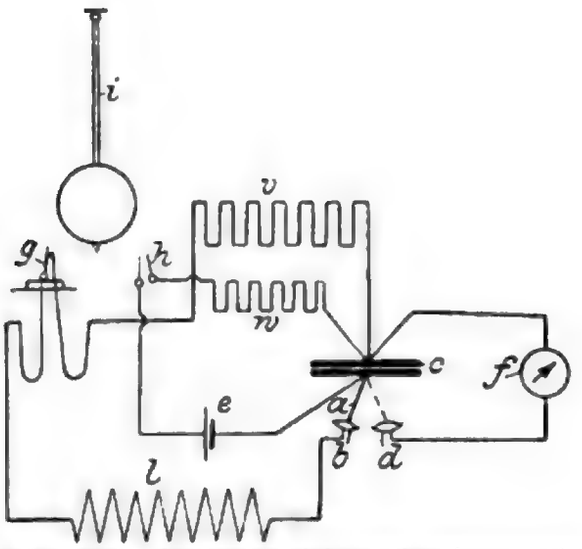


Abb. 633. Doppelpendelunterbrecheranordnung nach Tallqvist.

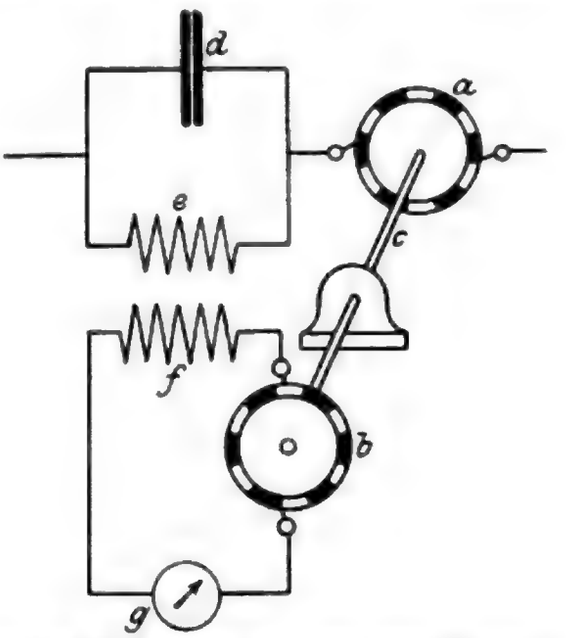


Abb. 634. Kontaktanordnung nach Glatzel.

dem Ausschalten von a und dem Einschalten von b jede gewünschte Zeitdifferenz hergestellt werden kann. Im allgemeinen wird die Anordnung so getroffen, daß a ausschaltet, wenn b eingeschaltet ist.

$d\,e$ ist der zu messende Kreis, $f\,g$ ist das Indikatorsystem, welches in der Zeichnung induktiv an das zu messende System angekoppelt ist.

Wenn a unterbrochen ist und die Schwingungen im System $d\,e$ weiter bestehen, so ist im Indikationsinstrument g noch ein Strom nachweisbar, wenn zwischen der Ausschaltung von a und der Einschaltung von b bereits eine gewisse Zeit vergangen ist. Diese Zeitdifferenz wird um so größer sein, je geringer die Dämpfung der Schwingungen im Kreise $d\,e$ ist, so daß man durch diese Zeitdifferenz ein Maß für die betreffenden Verluste hat.

Da nun die Einrichtung so getroffen ist, daß man während des Betriebes kontinuierlich die Kommutatoren a und b gegeneinander versetzen und damit die Zeitdifferenz verändern kann, ist es möglich, nicht nur die geringe Energie einer einmaligen Ausschaltung zu benutzen, sondern man kann die Zahl der Ein- und Ausschaltungen und damit die Energie entsprechend steigern. Man kann also ein normales Hitzdrahtinstrument g verwenden. Stellt man, wie die Abbildung zeigt, zunächst den Kommutator a so ein, daß er in dem gleichen Augenblick eingeschaltet wird, in welchem Kommutator b unterbrochen wird, so erhält man in dem Anzeigeinstrument g einen Maximalausschlag. Vergrößert man nun die Zeitdauer, so nimmt der Ausschlag ab. Man erhält als Abhängigkeit

Digitized by Google

dieses Ausschlages von der Zeitdifferenz eine Kurve, welche ein Maß für die Dämpfung des Schwingungskreises *d e* bildet.

Die Meßgenauigkeit hängt von der Güte der Kontakte an *a* und *b* ab. Übergangswiderstände müssen an diesen peinlichst vermieden werden. Infolgedessen ersetzt man dieselben bei Hochfrequenzanordnungen zweckmäßig durch eine elektrische Unterbrechung (z. B. kapazitive Kopplung).

B. Dämpfungsmessung einer Entladestrecke.

a) Mittels der Resonanzmethode.

Die relativ genauesten Werte sind dadurch zu erhalten, daß man die Dämpfung des Kreises, in welchen die Entladestrecke eingeschaltet ist, nach einer der vorstehenden Methoden mißt, alsdann die Entladestrecke in diesen Kreis einschaltet, wiederum die Dämpfung feststellt und nun von diesem zweiten Betrage die Kreisdämpfung abzieht. Man erhält alsdann als Differenz den mittleren Dämpfungswert der Entladestrecke.

b) Mittels der Vergleichsmethode.

Eine andere, vielfach gebräuchliche Meßanordnung (K. Simons, 1904) benutzt die Vergleichsmethode und ist in Abb. 635 wiedergegeben. *a* ist die Arbeitsfunkenstrecke, *b* diejenige Funkenstrecke, deren Dämpfungsdekrement festgestellt werden soll. *d* ist ein Hitzdrahtinstrument, *e* ein hoher Ohmscher oder induktiver Widerstand, welcher eine Aufladung des Kondensators *c* ermöglicht, hingegen den Schwingungsverlauf durch die Funkenstrecke *b* hindurch nicht wesentlich beeinflußt. *w* ist ein regulierbarer, geeichter, selbstinduktions- und kapazitätsfreier Vergleichswiderstand.

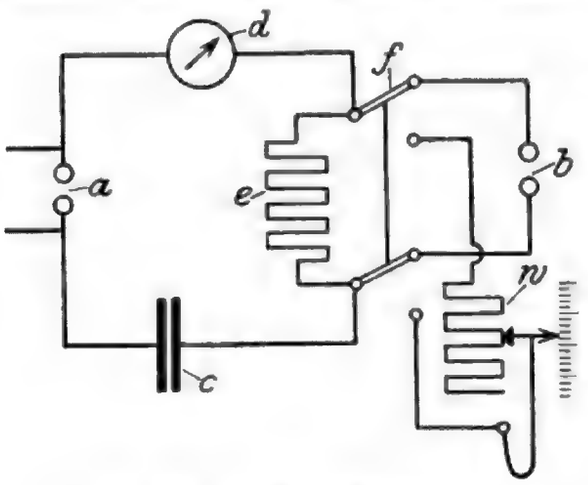


Abb. 635. Vergleichsmethode.

Zunächst stellt man den Schalter *f*, wie in der Abbildung gezeichnet, und erhält für die Funkenstrecke *b* einen bestimmten Ausschlag des Hitzdrahtinstrumentes *d*.

Alsdann stellt man den Schalter so, daß der Widerstand *w* eingeschaltet ist und reguliert diesen so ein, daß der gleiche Ausschlag im Hitzdrahtinstrument wie vorher erzielt wird. Da dieser Widerstand geeicht ist, kann man direkt den Funkenwiderstand ablesen und hat hiermit die mittlere Funkendämpfung. Zu beachten ist jedoch, daß Funkenzahl und Frequenz im Meßkreise in beiden Fällen konstant gehalten werden müssen.

C. Dämpfungsmessung eines Erregerkreises.

Der Vollständigkeit halber sei hier noch einmal kurz der Vorgang der Dämpfungsmessung unter Benutzung der Resonanzmethode an Hand von Abb. 636 dargelegt. Bezüglich aller Einzelheiten wird auf S. 341 ff. verwiesen.

Mittels des Resonanzkreises *d e f*, welcher sehr lose mit dem zu messenden System *a b c* zu koppeln ist, werden die charakteristischen Punkte der Resonanzkurve, also bei Resonanzmaximum entsprechend λ_r, und bei halbem Ausschlage

Digitized by Google

des Indikationsinstrumentes g, entsprechend den Wellenlängen λ_1 und λ_2, festgestellt. Man erhält alsdann die Summe der Dekremente aus der Gleichung:

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \pi \cdot \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_r}.$$

Ist das Dämpfungsdekrement des Meßsystems bekannt, so kann man den Wert hierfür von der Summe abziehen und hat alsdann direkt den Wert des Dekrementes des Erregersystems.

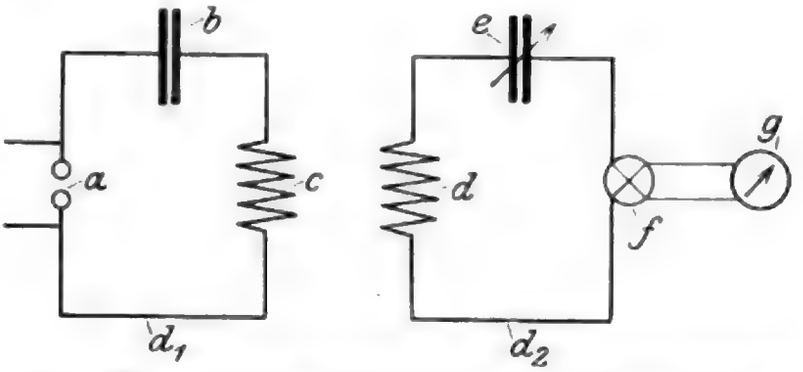


Abb. 636. Dämpfungsmeßschaltung eines Erregerkreises.

Ist hingegen das Dekrement des Meßsystems nicht bekannt und steht ein ungedämpfter Erregerkreis zur Verfügung, so kann man das Dekrement in einfachster Weise gemäß S. 345 finden aus dem Ausdruck:

$$\mathfrak{d}_2 = \pi \cdot \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_r}.$$

Steht ein ungedämpfter Erregerkreis nicht zur Verfügung, so kann die Dämpfungsmeßmethode mittels variabler Resonatorkreisdämpfung benutzt werden (siehe S. 345).

D. Dämpfungsmessung eines Luftleiters.

a) Mittels der Resonanzmethode.

Wenn eine Stoßentladestrecke oder ein Generator für ungedämpfte Schwingungen direkt in die Antenne eingeschaltet sind, kann man den Luftleiter gleichsam als Oszillator ansehen und die Dämpfung direkt nach der Bjerknesschen Formel, wie bei einem geschlossenen Oszillator, bestimmen.

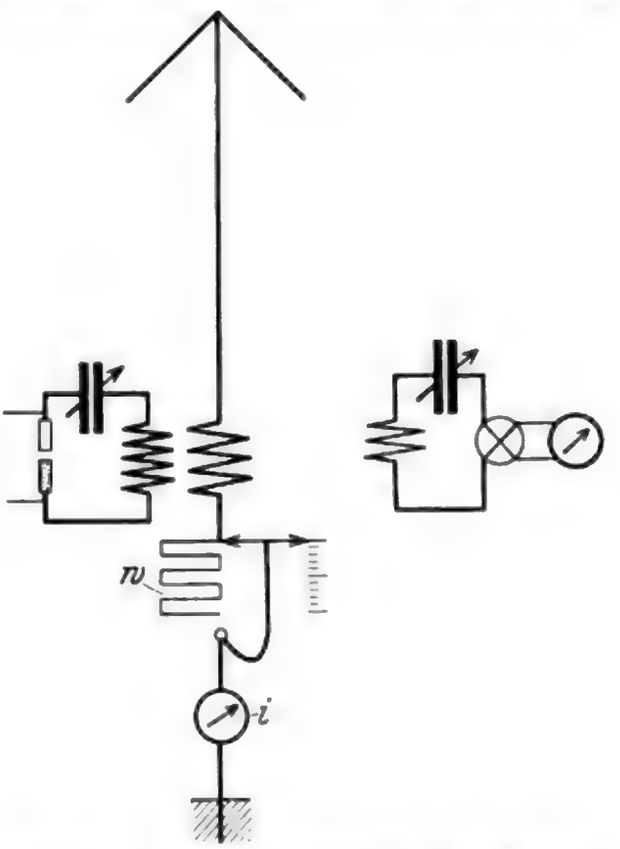


Abb. 637. Dämpfungsmeßschaltung eines Luftleiters mittels in die Antenne eingeschalteten Widerstandes.

Ist also die Dämpfung der Antenne, einschließlich ihrer Verlängerungs- und Abstimmittel $\mathfrak{d}_{ges.}$, und ist die Dämpfung des Meßsystems $\mathfrak{d}_2$ bekannt oder auf Grund einer

der angegebenen Methode bestimmt, so folgt die Dämpfung des Luftleiters aus:

$$\delta_{ges.} + \delta_2 = \pi \cdot \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_r}.$$

b) Mittels in die Antenne eingeschalteten Widerstandes.

Erregt man die Antenne mit ungedämpften Schwingungen, entsprechend Abb. 637, und schaltet man in den Indifferenzpunkt der Antenne, d. h. in denjenigen Punkt, in welchem die Spannung der Antenne Null ist, einen selbstinduktions- und kapazitätsfreien Widerstand w, welcher geeicht ist und ein Hitzdrahtinstrument i ein, so wird durch diesen Widerstand die Dämpfung der Antenne vermehrt, entsprechend:

$$\Delta\delta_{1\,ges.} = \frac{2}{3} \cdot 10^{-2} \cdot \frac{C\,w}{\lambda} = \frac{1}{150} \cdot \frac{C \cdot w}{\lambda}$$

Hierin ist C die Antennenkapazität.

Es ergibt sich alsdann das Dämpfungsdekrement der Antenne zu

$$\delta_{ges.} = \Delta\delta_{1\,ges.} \frac{J_2}{J_1 - J_2}.$$

Hierin bedeutet J_1 diejenige am Hitzdrahtinstrument abgelesene Stromstärke, welche ohne den eingeschalteten Widerstand, J_2 die Stromstärke, welche bei eingeschaltetem Widerstand vorhanden ist, und wobei

$$J_2 = \frac{J_1}{2} \text{ zu wählen ist.}$$

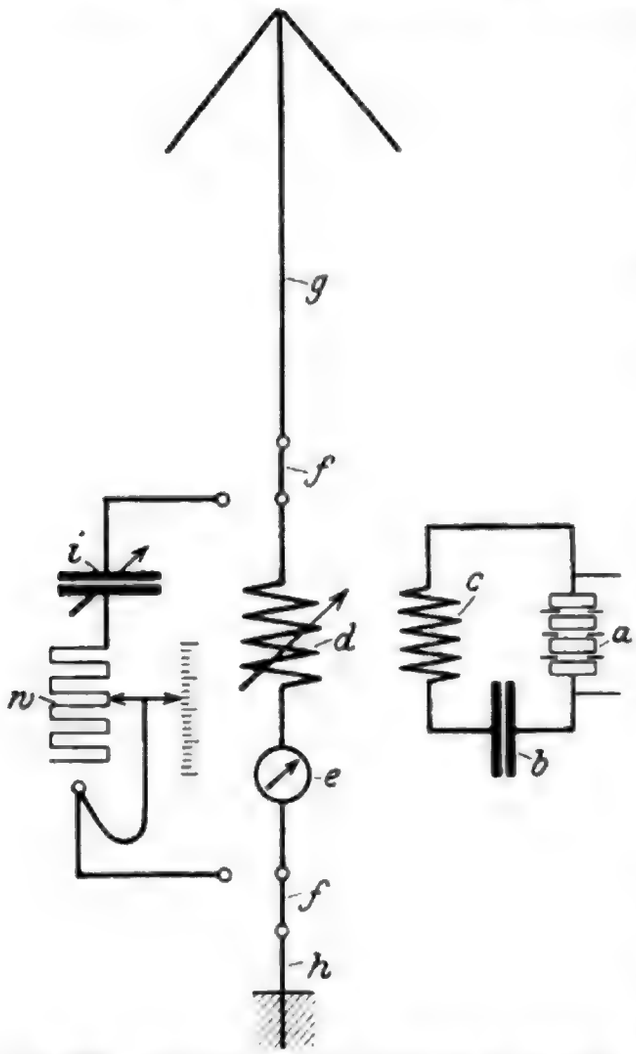


Abb. 638. Dämpfungsmeßschaltung eines Luftleiters nach der Vergleichsmethode.

c) Mittels der Vergleichsmethode.

Eine andere Methode, um die Dämpfung der Antenne festzustellen und insbesondere die Größen der durch Verlängerungs- und Abstimmittel in der Antenne hervorgerufenen Dämpfung zu bestimmen, ist in Abb. 638 wiedergegeben.

Auf die Antenne möge von dem funkenerregten Kreise $a\,b\,c$ aus induziert werden. Mittels zweier Stromschlüssel f können die Antennenabstimmittel d und das Hitzdrahtinstrument e entweder in die Antenne g und Erdverbindung h eingeschaltet werden, oder auf den aus einem variablen Kondensator i und einem geeichten, regulierbaren Widerstand w bestehenden Zweig umgeschaltet werden.

Bei der in Abb. 638 gezeichneten Schaltung sei bei Erregung in der Antenne zunächst ein Strom J vorhanden; es werde darauf mittels der Stromschlüssel f, d und e auf den aus Kapazität und Widerstand bestehenden Zweig umgeschaltet und dieselbe Wellenlänge λ durch Regulierung des Kondensators und dieselbe Stromstärke J durch Regulierung des Widerstandes w hergestellt.

Digitized by Google

Es ergibt sich alsdann für den gesamten Antennenwiderstand der Ausdruck:

$$w_{ges.} = w - w_{Hitzdrahtinstr.}$$

$$w_{ges.} = w_{str.} + w_{Joule} + w_{verl.} - w_{Hitzdraht}$$

und

$$w_{ges.} = 150 \cdot \frac{\mathfrak{d}_{ges.} \cdot \lambda^m}{C^{cm}}.$$

hierin ist: $w_{str.}$ = der Strahlungswiderstand der Antenne,
w_{Joule} = der Widerstand durch Joulesche Wärme im Antennendraht und in den Abstimmungs- und Kopplungsmitteln,
$w_{verl.}$ = der Widerstand durch Sprüh- und Isolationsverluste in der Antenne und Erdleitung, sowie durch Induktion in den Pardunen usw.

Der für den Widerstand der Abstimmungs- und Kopplungsmittel (Selbstinduktionsspule, Variometer und Kondensatoren) ermittelte Wert hängt im übrigen in hohem Maße von der Antennenform ab, und zwar um so mehr, je offener die Antenne, also um so ungleichmäßiger die Stromverteilung ist. Besonders ist zu beachten, daß der zum Vergleich dienende Widerstand w um so genauer in den Indifferenzpunkt eingeschaltet werden muß, je offener die Antenne ist.

Ferner ist zu beachten, daß sich $w_{ges.}$ auch zeitlich mit der Wellenlänge ändert, da dieser Widerstand ja auch vom Widerstande der Erdleitung abhängig ist.

In welcher Weise der Strahlungswiderstand $w_{str.}$ schließlich von der wirksamen Antennenhöhe h_1 abhängt, kann man annähernd aus nachfolgender Formel (R. Rüdenberg) berechnen:

$$w_{str.} = 80\,\pi^2 \cdot \frac{h_1^2}{\lambda^2}.$$

E. Dämpfungsmessung eines Resonanzkreises (Empfangskreises mit integrierendem Detektor, Wellenmessers usw.).

Auch diese Messung ist bereits auf S. 345 ausführlich beschrieben.

Wegen des Gesamtbildes seien hier kurz nochmals die Resultate wiedergegeben:

a) Die Schwingungen des Oszillators sind ungedämpft. Die Wellenlänge bei Resonanz sei λ_r, bei halbem Ausschlag des Indikationsinstrumentes λ_1 und λ_2, dann wird $\mathfrak{d}_1$ gleich Null, und es verbleibt

$$\mathfrak{d}_2 = \pi \cdot \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_r}.$$

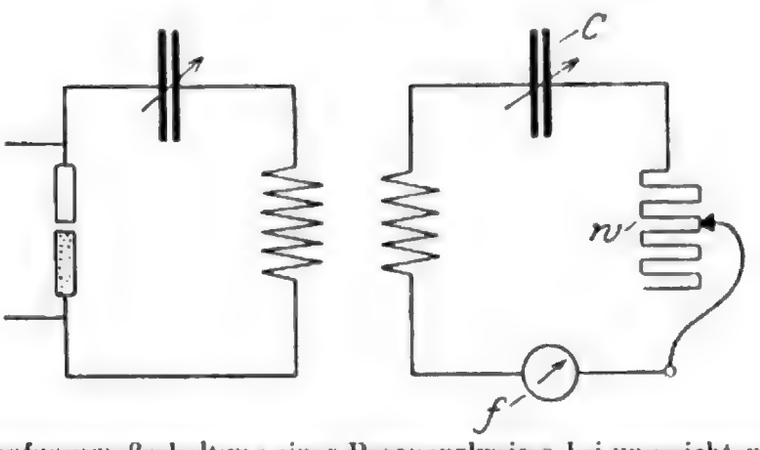


Abb. 639. Dämpfungsmeßschaltung eines Resonanzkreises bei ungeeichtem Hochfrequenzwiderstand.

Digitized by Google

b) Die Schwingungen des Oszillators sind ungedämpft oder gedämpft. Alsdann kann man die Dämpfung unter Verwendung eines Hochfrequenzwiderstandes, der ungeeicht oder geeicht sein kann, auf folgende Weise finden.

a) Bei ungeeichtem Hochfrequenzwiderstand.

Zunächst sei der Hochfrequenzwiderstand w (Abb. 639) ausgeschaltet. Das Hitzdrahtinstrument f zeige bei λ_r gleich J_r^2 an, bei λ_1 und λ_2, also bei halbem Ausschlag J^2, dann ist

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \pi \cdot \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_r} \cdot \sqrt{\frac{J^2}{J_r^2 - J^2}}.$$

Jetzt wird der Hochfrequenzwiderstand w eingeschaltet, wodurch sich die Gesamtdämpfung um $\Delta\,\mathfrak{d}_2$ vergrößert und die Stromstärke im Instrument nunmehr bei Resonanz gleich $J_r^2{}_1$ sei. Dann hat man

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 + \Delta\,\mathfrak{d}_2 = \pi \cdot \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_r} \cdot \sqrt{\frac{J_1^2}{J_{r1}^2 - J_1^2}}.$$

Nunmehr kann man $\Delta\,\mathfrak{d}_2$ berechnen aus:

$$\Delta\,\mathfrak{d}_2 = (\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 + \Delta\,\mathfrak{d}_2) - (\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2)$$

und man hat also für

$$\mathfrak{d}_2 = \frac{\Delta\,\mathfrak{d}_2}{\frac{J_r^2}{J_{r1}^2} \cdot \frac{\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2}{\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 + \Delta\,\mathfrak{d}_2} - 1}$$

Wendet man im Oszillator Stoßerregung an, so daß die Dämpfung des Oszillators die des Resonators wesentlich übersteigt, so vereinfacht sich die Formel zu

$$\mathfrak{d}_2 = \Delta\,\mathfrak{d}_2 \cdot \frac{J_{r1}^2}{J_r^2 - J_{r1}^2}$$

und wenn man den Widerstand w so einstellt, daß

$$\frac{J_r^2}{J_{r1}^2} = 2 \text{ wird, so wird } \mathfrak{d}_2 = \Delta\,\mathfrak{d}_2.$$

β) Bei geeichtem Hochfrequenzwiderstand.

Der Hochfrequenzwiderstand sei mit einem Schiebekontakt und einem Zeiger versehen, der eine in Ohmwerten geeichte Skala bestreicht (siehe z. B. Abb. 365). Als Indikationsinstrument diene wieder ein empfindliches Hitzdrahtinstrument f, der Kondensator c (Abb. 639) sei ebenfalls geeicht, dann kann man die die Messung wesentlich vereinfachende Formel anwenden

$$\Delta\,\mathfrak{d}_2 = \frac{2}{3} \cdot 10^{-2} \cdot \frac{C \cdot w}{\lambda_r} = \frac{1}{150} \cdot \frac{C^{\text{cm}} \cdot w^{\text{Ohm}}}{\lambda_r^{\text{m}}}.$$

Hat man auf eine der vorstehenden Arten die Dämpfung des Gesamtempfangskreises mit Detektor, bzw. des Wellenmessers mit Indikationsinstrument gefunden, so kommt es nunmehr noch darauf an, die durch den Detektor, bzw. das Indikationsinstrument bewirkte Dämpfung festzustellen.

Wenn zu diesem Zweck der Detektor oder das Indikationsinstrument, entsprechend Abb. 639, direkt in den Schwingungskreis eingeschaltet ist, so ergibt sich, wenn die Gesamtdämpfung dieses Kreises $\mathfrak{d}_{2\,\text{ges}}$ ist, die reine Dämpfung

Digitized by Google

des Kreises also ohne Detektor gleich $\mathfrak{d}_2$ und die durch den Detektor bzw. das Indikationsinstrument bewirkte Dämpfung $\mathfrak{d}_{2\,\mathrm{Det.}}$

$$\mathfrak{d}_{2\,\mathrm{ges.}} = \mathfrak{d}_2 + \mathfrak{d}_{2\,\mathrm{Det.}}$$

Da nun der Widerstand des Detektors gemessen werden kann, kann man die durch ihn bewirkte Dämpfung finden aus:

$$\mathfrak{d}_{2\mathrm{Det.}} = \frac{1}{150} \cdot \frac{C \cdot w_{\mathrm{Det.}}}{\lambda_r}.$$

Man findet somit die reine Kreisdämpfung aus:

$$\mathfrak{d}_2 = \mathfrak{d}_{2\mathrm{ges.}} - \mathfrak{d}_{2\mathrm{Det.}}$$

F. Dämpfungsmessung von Isolationsmaterialien.

Zweckmäßig wird diese Messung unter Verwendung von ungedämpften Schwingungen ausgeführt. Daneben kann noch eine besondere Untersuchung

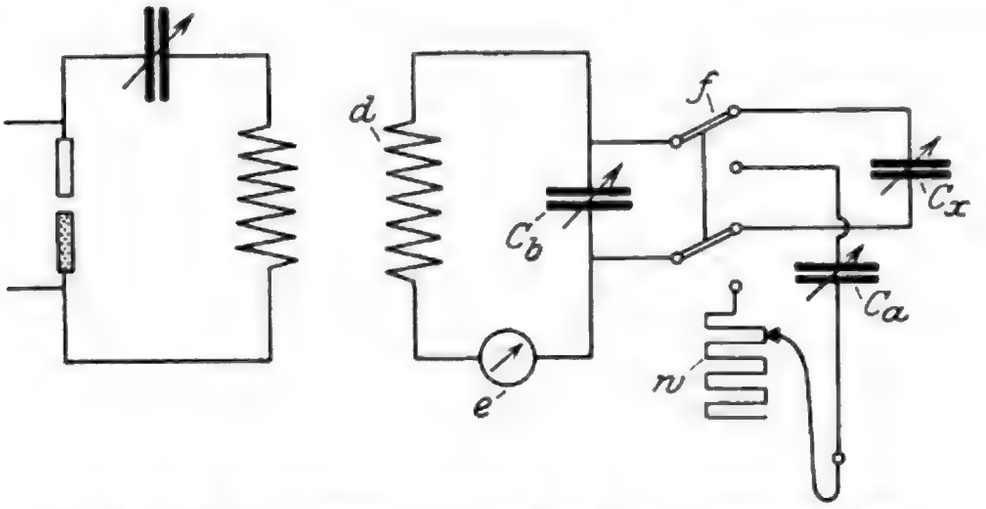


Abb. 640. Dämpfungsmeßschaltung von Isolationsmaterialien.

mittels Funkenschwingungen und hohen Spannungen (Überschlagsspannung) ausgeführt werden.

Ist das zu untersuchende Isolationsmaterial planförmig, bzw. kann man aus demselben ein plattenförmiges Stück herausschneiden, so wendet man zur Dämpfungsmessung eine Schaltung gemäß Abb. 640 an. Zu dem veränderlichen Luftkondensator C_b des Resonanzkreises, der außer diesem noch aus der Kopplungs- und Abstimmspule d und dem Hitzdrahtinstrument e besteht, kann mittels eines Schalters f entweder der Kondensator C_x parallel geschaltet werden, dessen Dielektrikum auf Dämpfung untersucht werden soll, oder es kann an dessen Stelle eine aus Hochfrequenzwiderstand w und Luftkondensator C_a bestehende Kombination parallel geschaltet werden.

Man reguliert nun w so ein, daß sowohl bei Parallelschaltung von C_a mit w als auch bei C_x derselbe Stromwert in e erzielt wird.

Die durch das Isolationsmaterial von C_x bewirkte Zusatzdämpfung berechnet sich alsdann einfach aus

$$\mathfrak{d}_x = \frac{1}{150} \cdot \frac{C_x^{\mathrm{cm}} \cdot w^{\mathrm{Ohm}}}{\lambda^{\mathrm{m}}}.$$

Hierin ist $\mathfrak{d}_x$ eine Funktion der spezifischen Beanspruchung im Dielektrikum, die möglichst klein zu halten ist. Verändert man die im Resonanzkreise schwin-

Digitized by Google

gende Energie, so kann man die Beanspruchung pro ccm des Isolationsmaterials feststellen.

Durch Variation der Wellenlänge kann man die Abhängigkeit der Dämpfung im Isolationsmaterial von der Frequenz finden. Im allgemeinen gilt, daß der Dämpfungsanteil durch dielektrische Verluste im Isolator ungefähr proportional mit der Frequenz zunimmt.

Um verschiedene Isolationsmaterialien, insbesondere auf Überschlagsspannungen, dielektrische Verluste, Formgebung und Masse miteinander vergleichen zu können, wendet man zweckmäßig einen Teslatransformator an, den man sowohl mit gedämpften als auch mit ungedämpften Schwingungen speist. In die Sekundärwicklung, bzw. in diese gegen Erde wird der zu untersuchende Isolator eingeschaltet.

G. Dämpfungsmessung von Selbstinduktionsspulen.

Um das Dekrement der Selbstinduktionsspule möglichst genau zu erhalten, kann man unter Benutzung von Luftkondensatoren wieder die Resonanzmethode mit Hilfswiderstand anwenden.

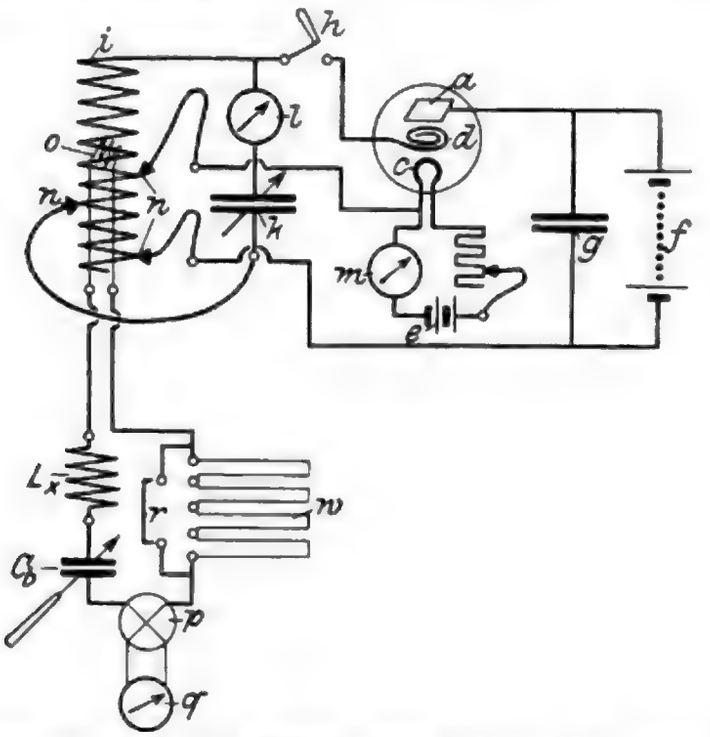


Abb. 641. Dämpfungsmessung von Selbstinduktionsspulen, bei welcher ein durch eine Röhre in Schwingungen versetzter Sendekreis benutzt wird.

Wendet man z. B. die Schaltung gemäß Abb. 639 an, so ergibt sich für den Widerstand des Resonanzkreises $= w_{ges.}$ einschließlich des Widerstandes des Hitzdrahtinstrumentes f, nachdem der Hilfswiderstand w unter Konstanthaltung der Wellenlänge eingeschaltet ist und hierdurch die Stromstärke von J_r auf J gesunken ist:

$$w_{ges.} = w \cdot \frac{J}{J_r - J}.$$

Da nun ist

$$w_{sp.} = w_{ges.} - w_{Instr.}$$

so folgt für die Spulendämpfung

$$\delta_{sp.} = \frac{1}{150} \cdot \frac{C^{cm} \cdot w_{sp.}^{Ohm}}{\lambda_r^m}.$$

Digitized by Google

Die Dämpfungsmessung von Spulen, welche für die drahtlose Praxis von großer Wichtigkeit ist, kann nicht nur sehr exakt, sondern auch sehr rasch bewirkt werden, insbesondere wenn es darauf ankommt, die relativen Widerstandswerte verschiedener Spulen miteinander zu vergleichen, indem man einen durch eine Röhre in Schwingungen versetzten Sendekreis benutzt.

Diese Anordnung zeigt Abb. 641. *a d c* ist die Röhre, deren Kathode *c* in bekannter Weise durch eine Batterie *e* zweckmäßig unter Zwischenschaltung eines Schiebewiderstandes geheizt wird. Da es bei der Dämpfungsmessung besonders auf genaue Innehaltung des Heizstromes und Hochfrequenzstromes im Sendekreis ankommt, werden vorteilhaft Hitzdrahtamperemeter *m* und *l* vorgesehen. *f* ist die Hochspannungsbatterie, deren Spannung möglichst hoch bemessen werden soll (600—1000 Volt). *g* ist ein Glimmerkondensator (ca. 1500 cm). Die Gitterelektrode *d* ist über einen Schalter *h* mit der Spule des Resonanzkreises *i k* verbunden. Ist die benutzte Spannung klein, kann man den Schalter, bzw. Taster auch in die Anodenleitung *a f* verlegen. Bei größeren Spannungen würde man jedoch hierdurch leicht Lichtbogenwirkung hervorrufen. Die Anschlußkontakte *n* der Spule *i* sind beliebig stöpselbar, um das Optimum herzustellen.

k ist ein Luftkondensator mit nicht zu geringem Plattenabstand und Messingplatten, wobei jede Glimmerscheinung peinlichst zu vermeiden ist.

In der Spule *i* oder auch neben derselben ist drehbar, um den Kopplungsgrad bequem regulieren zu können, die Meßkreisspule *o* angeordnet. Diese ist über die zu messende Selbstinduktion der Spule L_x, den Luftdrehplattenkondensator C_b, das Thermoelement *p* und den Hochfrequenzwiderstand *w* geschlossen. Um jeden kapazitiven Einfluß durch die Hand zu vermeiden, wird der geeichte Drehplattenkondensator C_b mit einem möglichst langen Handgriff versehen. Mit dem Thermoelement *p* ist das Anzeigeinstrument *q* verbunden. Der Hochfrequenzwiderstand *w* ist nach Art eines Clapeyronschen Widerstandes hergestellt, und jedes der entsprechend dimensionierten Wicklungsenden ist mit einem Stöpselloch verbunden, so daß eine Anzahl entsprechender Widerstandskombinationen hergestellt werden kann. Im übrigen kann der gesamte Widerstand *w* durch einen Kurzschlußbügel *r* kurzgeschlossen werden. Bei der Fabrikation des Widerstandes ist für dessen zeitliche Unveränderlichkeit besondere Sorge zu tragen, insbesondere auch dafür, daß die den Widerstand bildenden Drähte möglichst gleich stark gespannt bleiben.

Die mit dieser Anordnung sehr einfache Messung kann entsprechend obigem bewirkt werden. Wenn es sich nur um relative Werte verschiedener Spulen handelt, vereinfacht sich die Messung noch weiterhin.

H. Kapazitäts- und Dämpfungsmeßmethode zur Erforschung von Gesteins- bzw. Wasserschichten (H. Löwy).

Von H. Löwy ist 1912 eine Dämpfungs- bzw. Kapazitätsmeßmethode angegeben worden, um z. B. in einem Bergwerk leitende Schichten, bzw. im Gelände Wasseradern nachweisen zu können. Die Methode besteht gemäß Abb. 642 in der Benutzung einer symmetrischen Hertzschen Antenne *a*, welche bei *b* durch eine Hochfrequenzquelle angestoßen wird. Um die Ermittlung relativer Vergleichswerte zu erleichtern wird zweckmäßig bei den verschiedenen Messungen immer ein und dasselbe Antennengebilde sowie dieselbe Hochfreqenzquelle gleich großer Energie angewendet.

Die Messung besteht darin, daß die Kapazität und Dämpfung der Antenne durch die unmittelbar benachbarten, aber auch weiter entfernt liegenden mehr oder weniger gut leitenden Schichten, wie z. B. Erzadern, Wasserläufe usw.

Digitized by Google

sehr wenig beeinflußt wird. Zur Messung bringt man das Antennengebilde *a* an verschiedenen Stellen in Schächte, Stöße usw. eines Bergwerkes, und stellt die an den jeweiligen Stellen ermittelten Kapazitäts- und Dämpfungswerte fest. Um auch in gewissem Sinne direkte Werte zu erhalten, kann man die Antenne vor der Messung in Luft eichen.

Je besser die Leitfähigkeit in unmittelbarer Nähe der Antenne ist, um so höher ist die Kapazität des Schwingungssystems. Es ist auf diese Weise also

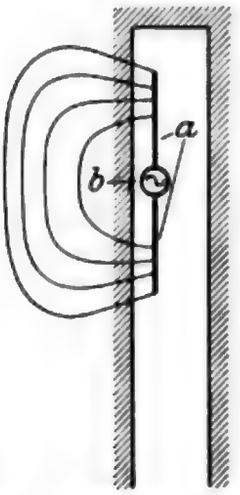


Abb. 642. Kapazitäts- und Dämpfungsmeßmethode zur Erforschung von Gesteins- bzw. Wasserschichten.

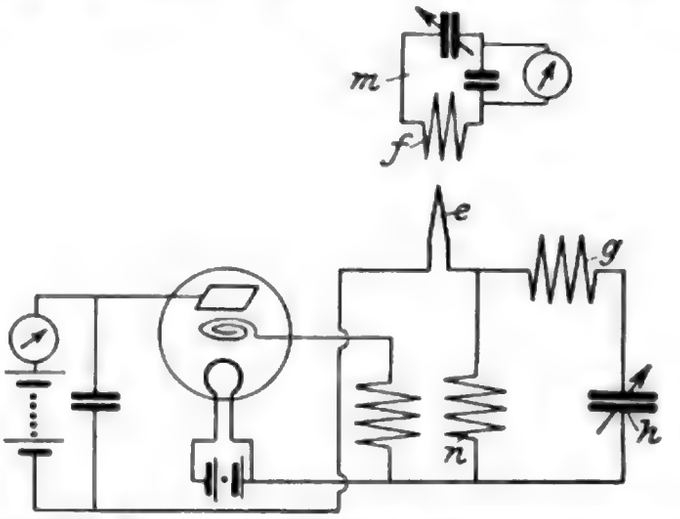


Abb. 643. Messungsanordnung der Oberschwingungen eines Röhrensenders.

möglich, z. B. in der Nähe befindliche Wasserläufe direkt durch die erregte Antenne nachzuweisen.

Die Methode eignet sich besonders zur Aufspürung des Vorhandenseins von Wasseradern schlechthin, während zur Feststellung der Entfernung die sog. Viertelwellenlängenmethode angewendet wird.

9. Messungen an Röhren.

Die Gasröhren sind neuerdings für drahtlose Telegraphie und Telephonie in immer zunehmenderem Maße wichtig geworden und zwar sowohl für Sende- als auch für Empfangs- und Verstärkungszwecke. Eine überaus unangenehme Eigenschaft der Röhre, die häufig zu beobachten ist, besteht darin, daß trotz möglichst gleichartiger Fabrikation und Benutzung derselben Materialien, gleicher Evakuierung usw. die Röhrencharakteristik und damit ihre Funktion im Sender oder Empfänger eine ganz verschiedene wird.

Es ist daher erforderlich, in einfacher und doch möglichst genauer Weise sowohl die Charakteristik zu messen, als auch die für Sendezwecke bestimmte Röhre ebenso in einer Normalanlage zu untersuchen und mit einer Normalsenderöhre zu vergleichen, wie dies für die Empfangsröhre notwendig ist.

A. Messung der Oberschwingungen eines Röhrensenders.

Um die von einem Röhrensender erzeugten Oberschwingungen experimentell nachzuweisen, kann man z. B. in der Weise vorgehen (A. Meißner, 1919), daß man in die Anodenleitung eine Schleife *e* einschaltet (siehe Abb. 643), mit welcher ein Resonanzkreiswellenmesser gekoppelt wird. Unter Konstanthaltung des räumlichen Abstandes, insbesondere zwischen *e* und *f*, werden unter Variation

Digitized by Google

der Frequenz die auf den Wellenmeßkreis induzierten Energien festgestellt. Dieselben verhalten sich angenähert wie die Quadrate der Frequenzen.

Ebensogut kann man in den Schwingungskreis *n g h* die Schleife *e* einschalten und so den Wellenmesser unter Konstanthaltung des Abstandes koppeln und die Messung ausführen.

B. Anordnung für die Messung des Vakuums einer Gasröhre.

Um nicht nur festzustellen, daß die Röhre mit reiner Elektronenemission unter Ausschluß einer wesentlichen Gasionisation arbeitet, d. h. also, daß das Vakuum in der Röhre ein genügend hohes ist, sondern um auch qualitativ Röhren gleicher Type miteinander hinsichtlich ihres Vakuums vergleichen zu können, dient z. B. eine Schaltungsanordnung gemäß Abb. 644. Hierbei ist an die Gitterelektrode *d* der Pluspol sowohl einer zwischen Gitterelektrode und Anode geschalteten Batterie *g* von ca. 20 Volt Spannung, als auch der Pluspol einer anderen zwischen Gitterelektrode und geheizter Kathode geschalteten Batterie *h* von ca. 100 Volt Spannung gelegt. Es sind ferner ein Milliamperemeter *e* in die Zuleitung zur Anode und ein Milliamperemeter *f* in die Zuleitung zur Kathode geschaltet.

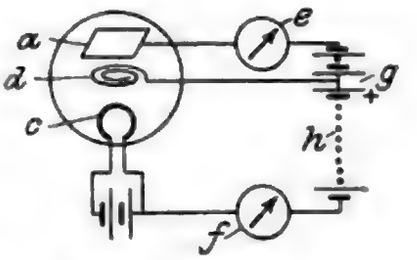


Abb. 644. Anordnung für die Messung des Vakuums einer Gasröhre.

Arbeitet die Röhre mit Gasionisation, sind also positive Ionen vorhanden, so geht ein Strom vom Gitter nach der Anode, der andere in normaler Weise zwischen Gitter und Kathode über. Dieses macht sich durch einen entsprechenden Ausschlag am Milliamperemeter *e* bemerkbar, indem dieses Instrument die umgekehrte Stromrichtung anzeigt.

Ist das Vakuum in der Röhre genügend hoch, so daß also Gasionisation ausgeschlossen ist und mit reinem Thermionenstrom gearbeitet wird, so geht in der Röhre der Strom von der Anode zum Gitter und vom Gitter zur Kathode. Der Ausschlag des Milliamperemeters *e* erfolgt daher im richtigen Sinne.

Der qualitative Vergleich des Vakuums bei Röhren gleicher Bauart erfolgt in der Weise, daß unter Konstanthaltung der Batteriespannungen *g* und *h* die bei jeder Röhre auftretenden Stromstärken in *e* und *f* abgelesen werden. Bei Konstanthaltung der Batteriespannungen und des Stromes, welchen *f* anzeigt, wird eine Röhre um so besser sein, je größer der durch *e* fließende Elektronenstrom ist.

C. Aufnahme der Charakteristik einer Röhre.

Mittels der Anordnung gemäß Abb. 645 ist es möglich, sowohl die Gitterstromcharakteristik als auch die Anodenstromcharakteristik (siehe z. B. Abb. 244, S. 243, Abb. 248, S. 245) aufzunehmen. *a d c* ist die zu untersuchende Röhre, welche in die hierfür vorgesehenen Stöpsellöcher eingestöpselt wird. Die Heizung der Kathode *c*, welche von der Batterie *b* aus erfolgt, kann mittels eines Regulierwiderstandes *e* günstigst

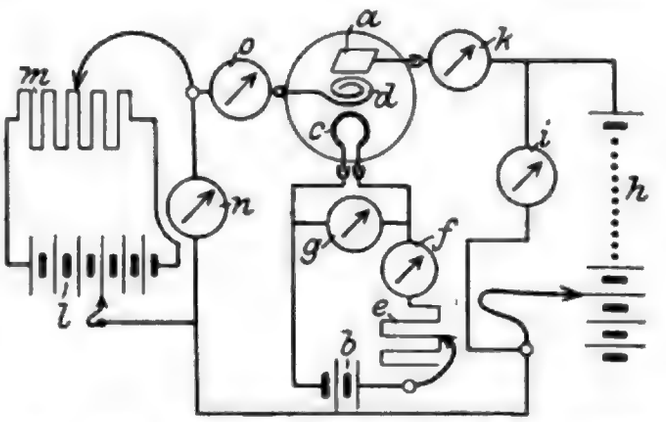


Abb. 645. Anordnung zur Aufnahme der Charakteristik einer Röhre.

Digitized by Google

und den der jeweiligen Röhrentype entsprechenden Anforderungen eingestellt werden. Die Ablesung von Stromstärke und Spannung erfolgt mittels Amperemeters *f* und Voltmeters *g*.

Um die Anodenspannung aufzunehmen, deren Feld durch die mit Stöpselkontakten versehenen Akkumulatorenbatterien entsprechend einreguliert werden kann, ist das Voltmeter *i* und zur Strommessung das Milliamperemeter *k* vorgesehen.

Für die Gitterspannung dient das aus der Akkumulatorenbatterie *l* und dem regulierbaren Widerstand *m* gebildete Potentiometer und zur Messung das Voltmeter *n* und das Milliamperemeter *o*.

Um einen direkten Vergleich verschiedener ermittelter Werte zu ermöglichen, wird zweckmäßig für alle Messungen ein und derselbe Maßstab für Stromstärke und Spannung zugrunde gelegt. Man kann alsdann bei Vergleich der einzelnen Charakteristiken miteinander sofort die mehr oder wenig große Steilheit, sowie die anderen Eigentümlichkeiten feststellen.

D. Senderröhrenuntersuchung.

Die Senderröhre *a d c* ist gemäß Abb. 646 wiederum mittels Stöpseln leicht auswechselbar gestaltet. Die Heizung erfolgt von der Batterie *b* über einen Widerstand *e* und zur Feststellung der Heizstromstärke über ein kleines Amperemeter *f*.

Das Anodenfeld wird aus der Batterie *h* mit parallel geschaltetem Kondensator *g* gespeist. *i* ist ein Voltmeter, *k* ein Milliamperemeter.

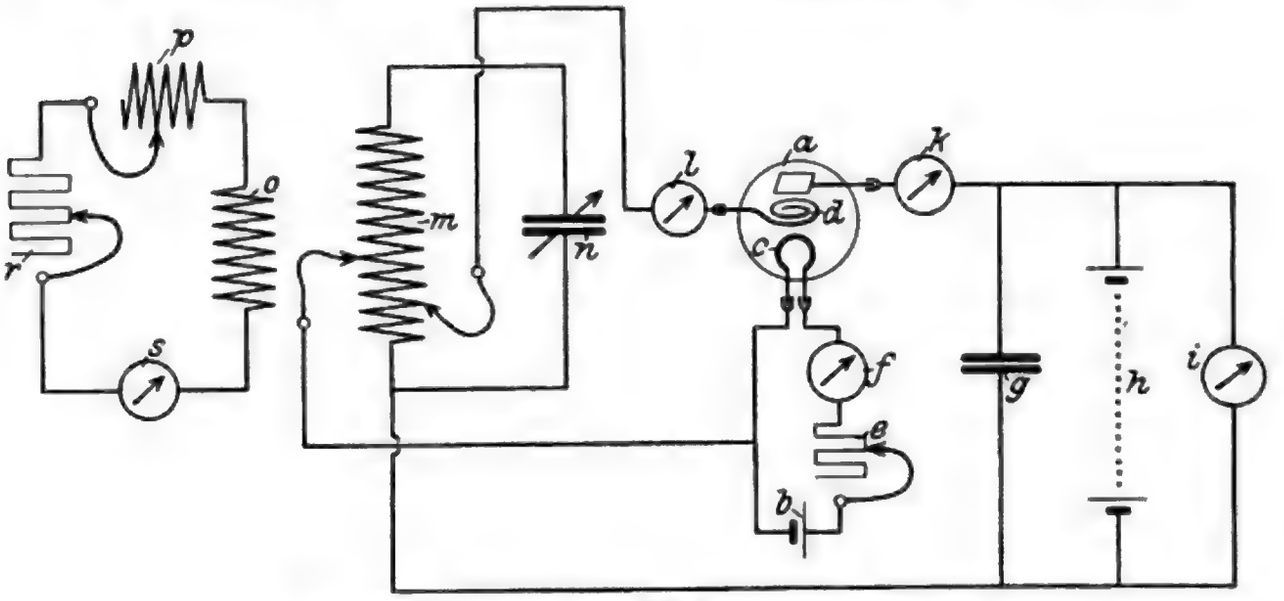


Abb. 646. Schaltung zur Senderröhrenuntersuchung.

Die Gitterelektrode *d* ist über ein Milliamperemeter *l* an die mit verschiebbaren Kontakten versehene Spule *m* gelegt. *n* ist ein Drehplattenkondensator und bildet mit *m* zusammen den geschlossenen Schwingungskreis. Dieser induziert auf die künstliche Antenne, welche aus den Selbstinduktionsspulen *o* und *p*, dem Schiebewiderstand *r* und einem eingeschalteten Hitzdrahtamperemeter *s* besteht.

Für den Vergleich verschiedener Werte miteinander ist selbstverständlich die Kopplung zwischen dem geschlossenen Schwingungskreis und der künstlichen Antenne konstant zu halten. Auch hier gilt wieder für die Aufnahme das oben Angeführte. Im übrigen sind die speziellen an die Senderröhre zu stellenden Anforderungen, welche je nach der benutzten Schaltung verschieden sein werden,

maßgebend. Grundsätzlich kann jedoch festgehalten werden, daß man eine bestimmte Röhre als Normalröhre zu verwenden hat, welche mit einer bestimmten genau einzuregulierenden Heiz- und Hilfsfeldenergie eine bestimmte Stromstärke in der künstlichen Antenne *o p r s* hervorruft, und daß unter sonstiger genauer Konstanthaltung aller Verhältnisse die Normalröhre von Fall zu Fall gegen die zu untersuchende Röhre ausgewechselt wird.

Eine Anordnung, bei welcher die Normalröhre fest eingebaut bleibt und daneben Stöpselkontakte für die jeweilig zu untersuchende Röhre vorgesehen sind, und wobei mittels eines Schalters die eine oder andere Röhre für die Untersuchung der Röhre eingeschaltet wird, erscheint nicht zweckmäßig, da einmal durch diese Anordnung eine gewisse Unsymmetrie in die Leitungsführung und damit in die von der Röhre zu erzeugenden Schwingungen hineinkommen kann, und da andererseits derartige Schalter, welche Übergangswiderstände besitzen können, für Meßzwecke nicht vollkommen einwandfrei sein dürften.

Im Hinblick auf die gut ausgebildeten Stöpseleinrichtungen (Schnoorsche Stecker, siehe II, Abb. 1170, S. 305) kann man auf einen derartigen Schaltmechanismus im übrigen ohnehin verzichten.

E. Empfangsröhrenuntersuchung.

Eine hierfür vorteilhaft erscheinende Anordnung gibt Abb. 647 schematisch wieder. Die Buchstabenbezeichnung entspricht im wesentlichen den beiden vorhergehenden Abbildungen. In das Anodenfeld ist zweckmäßig ein eisengeschlossener Transformator *s* eingeschaltet, an welchem ein Detektor *t* und

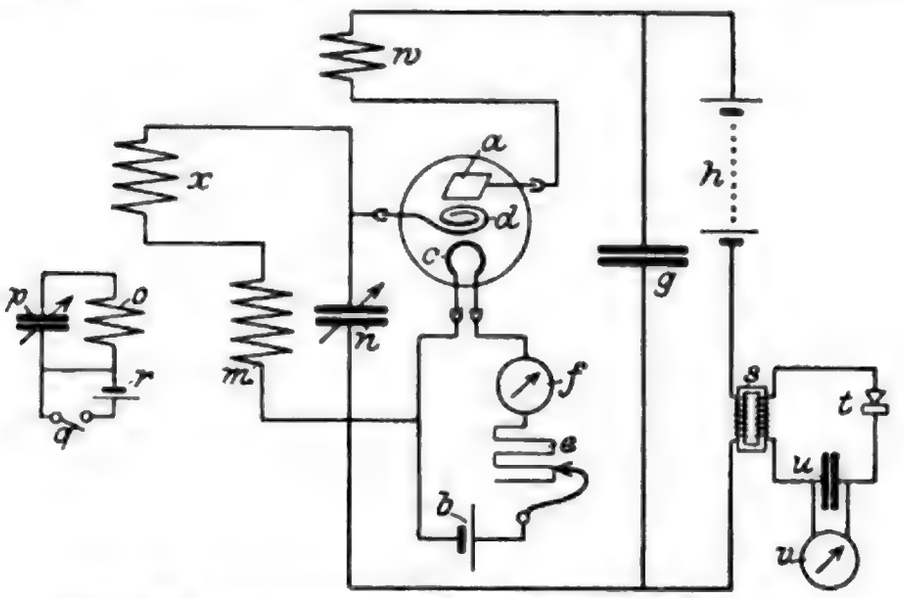


Abb. 647. Schaltung zur Empfangsröhrenuntersuchung.

ein Kondensator *u* sekundär angeschlossen sind. *v* ist ein mit *u* verbundenes Galvanometer. *m w* und *x* sind Selbstinduktionsspulen, welche teils dem geschlossenen Schwingungskreis, teils dem Anodenfeld angehören.

Gemessen wird in diesem Fall der Ausschlag am Galvanometer *v*. Man kann, wenn es nicht auf quantitative Messungen, sondern vielmehr auf subjektive Feststellungen ankommt, die Kombination *t u v* durch ein Telephon ersetzen.

Erregt wird das Empfangssystem durch einen in Senderschaltung befindlichen Wellenmesser, wobei der geschlossene Wellenmeßschwingungskreis *p o* durch eine Stromquelle *r* nebst Unterbrecher *q* gespeist wird.

Auch hier gilt bezüglich der Auswechselung der zu untersuchenden Röhre *a d c* und Ersatz derselben durch eine Normalempfangsröhre das oben Angeführte.

F. Messung der Phase bei rückgekoppelten Röhrensendern.

Um die Güte der jeweilig benutzten Rückkopplungsanordnung meßtechnisch verfolgen zu können, um also die Phase zwischen der ursprünglichen zwischen Gitter- und Glühkathode hervorgerufenen Wechselspannung und der durch die Rückkopplung bewirkten Spannung feststellen zu können, kann eine Schaltungsanordnung gemäß Abb. 648 (W. Brandt, 1918) dienen.

Die Selbstinduktionsspulen *b* und *e* zusammen mit dem Abstimmkondensator *f* bilden den geschlossenen Schwingungskreis. Dieser ist mit der Spule *g* einer Kreuzspulenanordnung verbunden. Von dem Schwingungskreis wird ferner

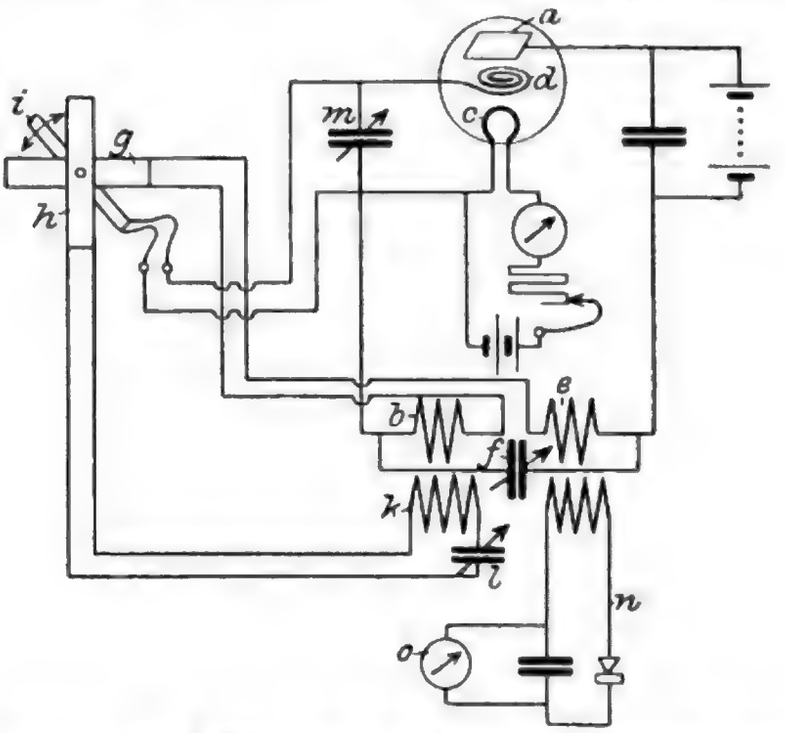


Abb. 648. Schaltung zur Messung der Phase bei rückgekoppelten Röhrensendern.

auf einen zweiten, auf ihn abgestimmten Kreis *k l* induziert, welcher an die andere Spule *h* der Kreuzspulenanordnung angeschlossen ist. Die beiden Spulen *g* und *h* bilden ein Drehfeld, in welchem eine dritte Spule *i* drehbar vorgesehen ist, welche einerseits mit der Gitterelektrode *d*, andererseits mit der Kathode *c* verbunden ist. *m* ist ein Abstimmungskondensator.

Infolge des Drehfeldes der Kreuzspulenanordnung *g h* wird in die Spule *i* eine Wechselspannung induziert, deren Phase von der räumlichen Lage der Spule *i* abhängig ist. Man hat es also in der Hand, die Phase dieser Rückkopplungsanordnung beliebig einregulieren zu können und an einer Gradeinteilung abzulesen. Der von der Phase abhängige Effekt im Anodenkreise wird mittels des aperiodischen Detektorkreises *n* bestimmt, welcher auf einen Strommesser *o* einwirkt.

10. Feststellung des Indifferenzpunktes.

Der Indifferenzpunkt, welcher im allgemeinen mit dem Strombauch, bzw. Spannungsknotenpunkt identisch ist, kann, wie auf I. S. 382 ausgeführt, bei Senderantennen in den meisten Fällen in einfachster Weise festgestellt werden.

Im allgemeinen genügt es hierzu, wenn man mit einem einseitig geerdeten Funkenmikrometer oder einer luftverdünnten Röhre längs der Antenne, bzw. deren Abstimmitteln entlang fährt, und denjenigen Punkt feststellt, in welchem

Digitized by Google

die geringste Wirkung im Funkenmikrometer, bzw. in der luftverdünnten Röhre eintritt. Dieser Punkt, welcher meist scharf hervortritt, ist der Indifferenzpunkt.

Wenn es sich darum handelt, bei einer Empfangsantenne den Indifferenzpunkt festzustellen, so kann man entsprechend Abb. 649 vorgehen. *a* sei eine geerdete Empfangsantenne. Diese möge erstens mittels eines mit Unterbrecher arbeitenden, schwach gedämpften Schwebungsstoßsenders *I* erregt werden. Außerdem ist die Antenne mit einem Wellenmesser *II* mit Thermoelement und Galvanometer gekoppelt. Wenn man nun längs der Antenne, bzw. der eingeschalteten Abstimmittel mittels eines geerdeten, möglichst widerstandslosen Leiters *b* entlang fährt und mit den Metallteilen der Antenne oder deren Abstimmitteln Kontakt macht, so wird der Ausschlag des Indikationsinstrumentes des Wellenmessers gegen vorher mehr oder weniger kleiner sein. Nur wenn *b* gerade den Indifferenzpunkt des gesamten Antennengebildes berührt, wird der Ausschlag des Indikationsinstrumentes am Wellenmesser derselbe sein, wie wenn *b* nicht Kontakt macht.

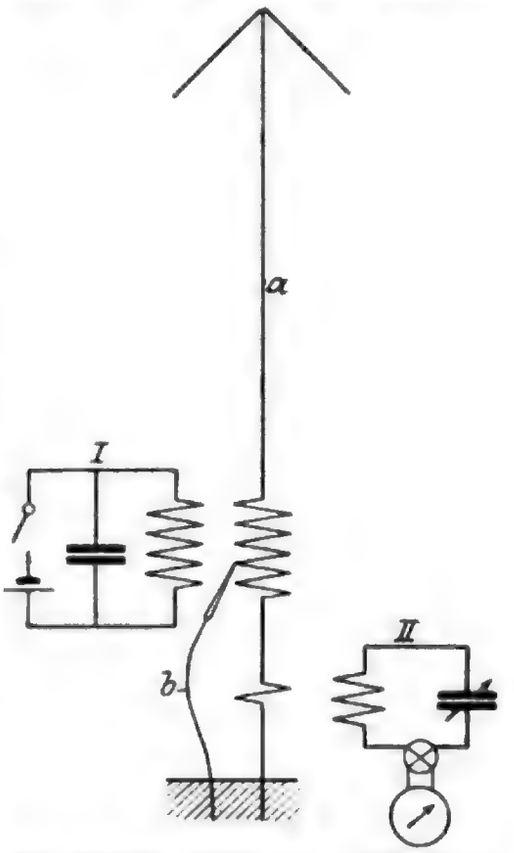


Abb. 649. Feststellung des Indifferenzpunktes.

11. Messung des Wirkungsgrades eines Senders.

Prinzipiell ist allen Wirkungsgradmessungen vorauszuschicken, daß durch den Wirkungsgrad entweder das Verhältnis der Hochfrequenzenergie in der Antenne zu der dem Hochfrequenzgenerator zugeführten Energie berechnet wird, oder aber, was noch richtiger ist, daß das Verhältnis der Hochfrequenzenergie zur gesamten aufgewandten Primärenergie, also z. B. zu der aus den Klemmen des Netzes entnommenen Energie gebildet wird. Vielfach wird nämlich der Fehler gemacht, daß bei Messungen womöglich auch noch hinter der Drosselspule die dem Transformator zugeführte Energie (z. B. beim tönenden Funkensender), bei anderen zum Vergleich herangezogenen Messungen (Lichtbogensender) hingegen die reine gleichstromseitig aufgewandte Energie zugrunde gelegt wird. Selbstverständlich müssen sich auf diese Weise für den ersteren (Funkensender) zu günstige Resultate ergeben. Legt man hingegen für die Berechnung der Primärenergie stets die aus den Klemmen des Netzes entnommene Energie zugrunde, so ist ein direkter Vergleich mit anderen Systemen auch dann möglich, wenn die Hochfrequenzschwingungen auf maschinellem Wege erzeugt werden. Außerdem sind alsdann in die Rechnung noch alle die Größen aufgenommen, welche zu der tatsächlichen Wirkungsgradverteilung erforderlich sind. Hierzu gehört z. B. beim tönenden Funkensender größerer Leistung, der Energiebetrag, den der Ventilator zum Anblasen der Funkenstrecken verbraucht, beim Lichtbogensender die Motorleistung für die Kühlwasserpumpe, das Drehen der Kohlenelektrode usw. Hierdurch kann, um bei dem gewählten Beispiel zu bleiben, der Lichtbogensenderwirkungsgrad recht günstig werden, da bei Vorhandensein von einer Gleichstromnetzspannung von ca. 440 Volt

ein besonderer Umformer, der beim Funkensender stets nötig ist, nicht inbetracht kommt.

Allerdings ist zu beachten, daß bei dieser Art der Wirkungsgradberechnung der Maschinen- bzw. Umformerwirkungsgrad in die Rechnung mit eingeht. Dieses ist aber durchaus kein Nachteil, da gerade die Maschinenart, bzw. deren Ausführung für das betreffende System oder mindestens für die betrachtete Anordnung nicht unwesentlich ist.

A. Wirkungsgradmessung mittels künstlicher Antenne.

Die beispielsweise Schaltungsanordnung für einen Funkensender gibt Abb. 650 wieder. Für diese Art der Wirkungsgradmessung ist es allerdings Grundbedingung, daß der Antennenwiderstand, welcher in der künstlichen

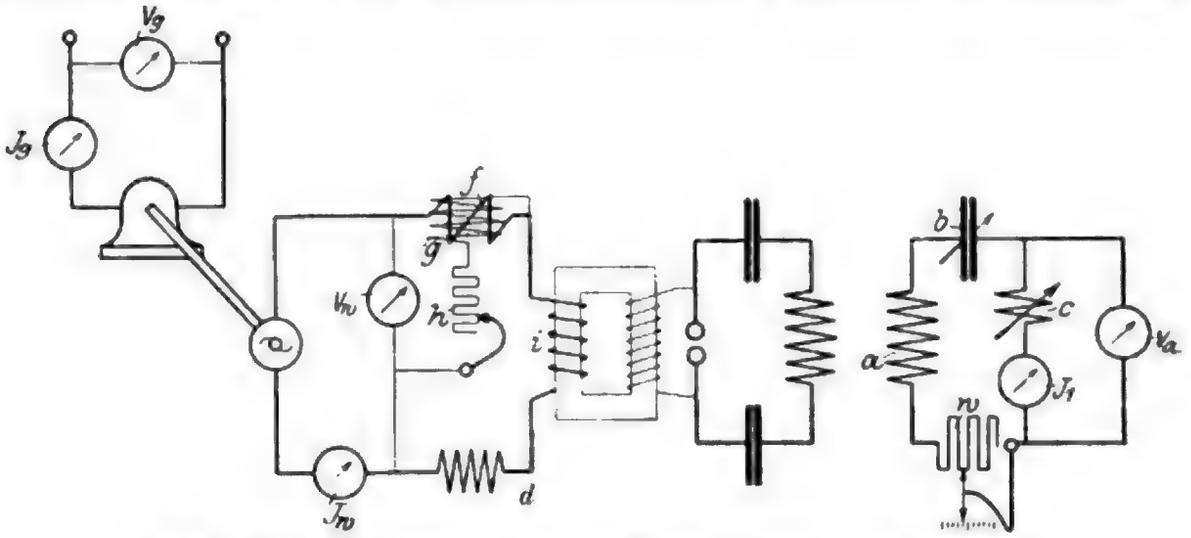


Abb. 650. Wirkungsgradmessung mittels künstlicher Antenne.

Antenne in Form des lokalisierten Widerstandes w reproduziert werden muß, entweder bekannt ist oder aber nach einer der vorstehenden Methoden zuvor gemessen wird.

Berücksichtigt man die eingangs stehenden Bemerkungen, so ergibt sich, wenn die primäre Gleichstromleistung einerseits und andererseits die in der künstlichen Antenne $a\ b\ c\ w$ erzeugte Hochfrequenzenergie mit dem Hitzdrahtamperemeter J_1 und mit dem Voltmeter V_a gemessen werden, der Wirkungsgrad des Senders zu

$$\eta = \frac{J_1 \cdot V_a}{J_g \cdot V_g}.$$

Legt man hingegen die der primären Transformatorwicklung zugeführte Primärstromstärke J_w und Spannung V_w sowie die Phasenverschiebung zwischen beiden $= \varphi$ zugrunde — infolge des sinusförmigen Speisestromes, ist der Leistungsfaktor $F = \cos \varphi$ —, und mißt man mittels des Wattmeters f die Leistung $J_w V_w \cos \varphi$, während mit dem Hitzdrahtamperemeter J_w, mit dem Voltmeter V_w im Speisekreise des Transformators gemessen werden, so ergibt sich der Wirkungsgrad des Senders zu

$$\eta = \frac{J_1 V_a}{J_w V_w \cdot \cos \varphi} = \frac{J_1^2 \cdot w}{c \cdot w_w \cdot a}, \text{ wo}$$

c eine Konstante des Wattmeters,
w_w der Widerstand im Kreise $g\ h\ d\ i$,
a der Ausschlag der beweglichen Wattmeterspule ist.

Hat man als Hochfrequenzquelle einen Lichtbogengenerator, so wird die Messung und die Meßschaltung noch einfacher. Der Lichtbogengenerator wird primär mit Gleichstrom gespeist. Spannung und Stromstärke geben also direkt den Energiebetrag. In die künstliche Antenne ist ein Hitzdrahtstrommesser direkt eingeschaltet; parallel zum Widerstande liegt ein Voltmeter. Der Wirkungsgrad ergibt sich in diesem Falle mit

$$\eta = \frac{J_1 \cdot V_a}{J_g \cdot V_g} = \frac{J_1^2 \cdot w}{J_g \cdot V_g}.$$

B. Wirkungsgradmessung mittels natürlicher Antenne.

Diese Meßmethode ist, wenn irgend angängig, entschieden vorzuziehen, da sie den tatsächlichen Betriebsbedingungen wesentlich besser gerecht wird. Eine künstliche Antenne ist nichts anderes als ein mit einem Widerstand versehener, geschlossener Schwingungskreis, der also eine gleichförmige Stromverteilung besitzt. Die Stromverteilung in der natürlichen Antenne ist hingegen um so ungleichförmiger, je offener die Antenne ist. Um so falscher werden alsdann diejenigen Meßresultate, für welche die Stromverteilung wesentlich ist. Inbetracht kommt ferner der Unterschied der Schwingungskapazität der künstlichen Antenne mit der Kraftlinienausbildung der natürlichen Antennendrähte gegen Erde, sowie die Energieausstrahlung der natürlichen Antenne.

Alle Meßresultate, welche mit der natürlichen Antenne gefunden werden, sind daher den bei der künstlichen Antenne ermittelten entschieden vorzuziehen. In der drahtlosen Praxis werden infolgedessen nur die mit der natürlichen Antenne gefundenen Resultate für die Energiebezeichnung zugrunde gelegt.

Gemessen wird hierbei mittels eines in die Antenne (möglichst in der Nähe der Erdungsstelle) eingeschalteten Hitzdrahtamperemeters die Antennenstromstärke. Ferner wird nach der Dämpfungsmeßmethode eines Luftleiters (siehe z. B. S. 598) der äquivalente Antennenwiderstand festgestellt.

Um es zu wiederholen, es war:

$$\mathfrak{d}_{ges.} = \frac{1}{150} \cdot \frac{C^{cm} \cdot w_{ges.}^{Ohm}}{\lambda^m},$$

also

$$w_{ges.} = 150 \cdot \frac{\mathfrak{d}_{ges.} \cdot \lambda^m}{C^{cm}}.$$

Hierin war:

$\mathfrak{d}_{ges.}$ = die Gesamtdämpfung der Antenne einschließlich Verlängerungs-, Kopplungs- und Abstimmitteln,
$w_{ges.}$ = der entsprechende Gesamtwiderstand,
C = die Antennenkapazität.

Es ist alsdann

$$\text{Antennenenergie} = J^2 \cdot w_{ges.},$$

welche infolge der Abhängigkeit des Widerstandes $w_{ges.}$ von der Kapazität, Wellenlänge und Dämpfung ebenfalls von diesen Faktoren abhängig ist.

Zu beachten ist nun aber, daß nur ein Teil des Gesamtwiderstandes $w_{ges.}$ in Form des Strahlungswiderstandes vorhanden ist und nur dieser ist für die

$$\text{Antennennutzleistung} = J_1^2 \cdot w_{str.}$$

maßgebend.

Der tatsächliche Wirkungsgrad eines Senders ist also

$$\eta = \frac{J_1^2 \cdot w_{str.}}{J_g \cdot V_g}.$$

C. Methode zur Messung der Feldstärke eines Senders von F. Braun.

Im Jahre 1914 hat F. Braun eine verhältnismäßig einfache Methode angegeben, um die Feldstärke des fernen Senders zu messen. Die Methode beruht darauf, daß er auf die als Empfangsspule ausgebildete Antenne einen in der Nähe befindlichen Hilfssender induzieren läßt, welch letzterer gleichfalls eine Spulenantenne besitzt. Die Stromamplitude des Hilfssenders wird solange variiert, bis die Empfangsspule die gleiche Lautstärke erhält wie vom fernen Sender aus. Wenn man nun die Strahlungsenergie des Hilfssenders und den auf den Spulenempfänger induzierten Teil berechnet, so hat man ein Maß für die Feldenergie des fernen Senders, welcher im Spulenempfänger den gleichen Empfangseffekt hervorruft.

Insbesondere wenn die immerhin relativ komplizierte Berechnung der Strahlungsenergie des Hilfssenders und des auf den Spulenempfänger übertragenen Teiles in Fortfall kommt und durch Eichkurven, Skalen od. dgl. ersetzt wird, so hat man in dieser Methode eine verhältnismäßig sehr einfache Möglichkeit, um die in absehbarer Zeit so wichtige internationale Überwachung des funkentelegraphischen Verkehrs erforderliche Feldstärke von Sendern festzustellen.

12. Beobachtung des Entladungsvorgangs und Messung der Entladungszahl (Funke, Lichtbogen).

A. Messung von Entladungszahlen.

Die Messung der Funkenzahl eines Funkensenders kann entweder direkt erfolgen, z. B. mittels des Funkenzählers (siehe Abb. 43, S. 76), oder man kann auch die Funkenentladungen zählen, indem man das Funkenbild im rotierenden Spiegel oder mittels einer stroboskopischen Scheibe betrachtet und auf diese Weise den Entladungsvorgang auseinander zieht. Das gleiche kann durch Anwendung des Schwingungsanalysators (siehe Abb. 40 bis 42, S. 75) erreicht werden.

Bei diesen letzteren Funkenzähleinrichtungen ergibt sich, wenn n die Tourenzahl des Spiegels, Stroboskops oder der rotierenden Heliumröhre in der Minute ist, die man so einreguliert, daß das Bild der leuchtenden Streifen, deren Anzahl s sein möge, scheinbar festzustellen scheint:

$$\text{Funkenzahl pro Sekunde} = \frac{n \cdot s}{60}.$$

B. Beobachtung und Messung der Energieschwankungen bei Entladungsvorgängen (Lichtbogen).

Diese Untersuchung kommt insbesondere bei Lichtbogengeneratoren und namentlich bei solchen in betracht, welche entsprechend der Poulsenanordnung mit starkem, transversalem Magnetfeld arbeiten. Bei dieser Methode, bei welcher Lichtbogenschwingungen zweiter Art erzeugt werden, treten im allgemeinen gewisse, wenn auch unbedeutende Frequenzschwankungen im Senderschwingungssystem auf. Man kann diese messen (H. Rein), indem man gemäß Abb. 651 mit dem Lichtbogenschwingungskreis einen Wellenmesser mit Thermoelement und Galvanometer koppelt. Diese letztere Thermoelement-Galvanometerkombination $c\,d$ ist entweder auf den Wellenmesser $a\,b$ umschaltbar oder kann direkt an die Sekundärspule e eines Transformators angeschaltet werden. In letzterem Falle werden im Galvanometer nur die Energieänderungen kenntlich gemacht. Ist $\alpha_{max.}$ der größte auftretende Ausschlag im Galvanometer, und ist

Digitized by Google

$a_{min.}$ der kleinste im Galvanometer auftretende Ausschlag, so ergibt sich die prozentuale Energieschwankung $= \frac{a_{max.} - a_{min.}}{a_{max}} \cdot 100\,\%$.

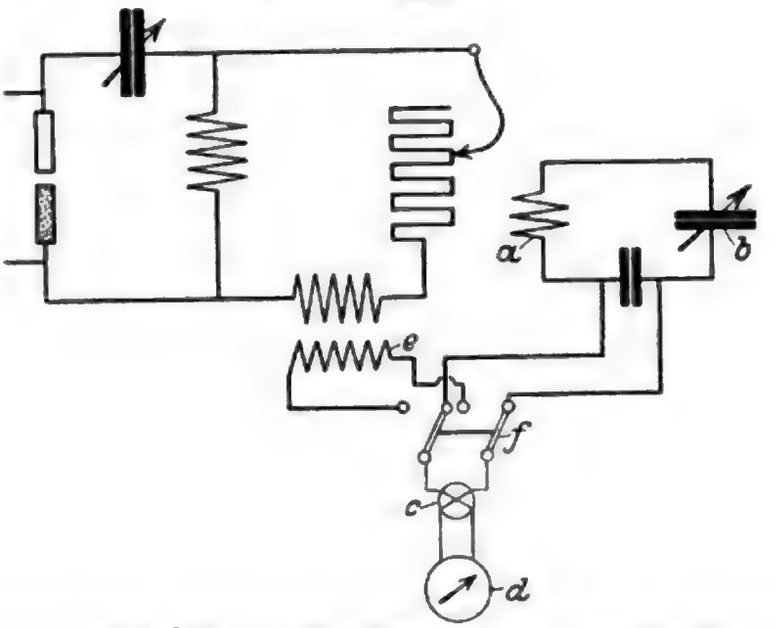


Abb. 651. Beobachtung und Messung der Energieschwankungen bei Entladungsvorgängen.

Auch durch Einschaltung eines Transformators mit Telephon in die Speiseleitung des Lichtbogengenerators läßt sich kontrollieren, ob und welche Schwankungen der dem Hochfrequenzgenerator zugeführte Strom aufweist.

13. Messungen an der Empfangsanlage.

A. Bestimmung der Abstimmschärfe einer Empfangsanlage.

In der drahtlosen Praxis hat sich die in Abb. 652 schematisch wiedergegebene Versuchsanordnung, um die Abstimmschärfe der Anlage festzustellen, gut bewährt.

Es bezeichnet *a* die Empfangsanlage, deren Abstimmschärfe *a* festgestellt werden soll. *b* ist der Sender, welcher normalerweise mit dem Empfänger *a* in Verbindung ist. *a* ist von *b* im Abstande *l* aufgestellt. In demselben Abstande *l* vom Empfänger *a* ist nun ein zweiter Sender (Hilfssender) *c* aufgestellt, welcher sowohl hinsichtlich der Antenne, als auch der Art der Senderschwingungen identisch sein muß mit dem Sender *b*.

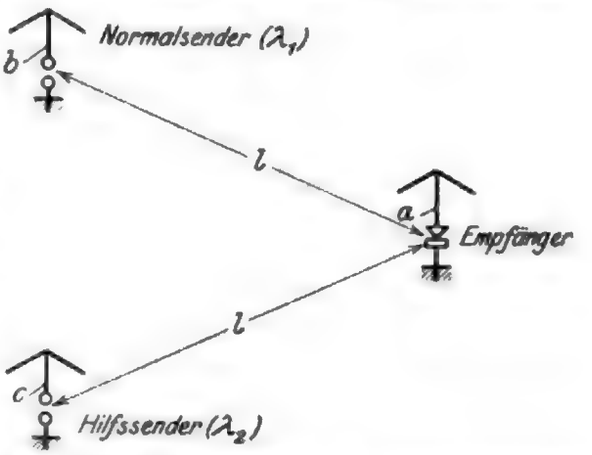


Abb. 652. Bestimmung der Abstimmschärfe einer Empfangsanlage.

Die Wellenlänge von *b* ist λ_1, die Wellenlänge des Hilfssenders *c* sei etwas und zwar um den Betrag v von λ_1 verschieden, und zwar sei dieselbe λ_2. Man bezeichnet v als „Verstimmung" und kann diesen Betrag auch in zweckmäßiger Weise in Prozenten ausdrücken. Es ist dann

$$v\,\% = \left(\frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_2}\right) \cdot 100\,\%.$$

Digitized by Google

Man kann den endgiltigen Wert der „Abstimmschärfe" $\mathfrak{a}$ feststellen, indem man die Verstimmung $\mathfrak{v}$ immer kleiner macht und zwar so lange, bis die beiden Wellenlängen λ_2 und λ_1 gerade noch getrennt voneinander festgestellt werden können.

Je kleiner $\mathfrak{v}$ ist, um so größer ist die Abstimmschärfe $\mathfrak{a}$, denn es ist

$$\mathfrak{v} = \frac{1}{\mathfrak{a}}.$$

B. Prüfung des Sekundärkreises eines Empfängers auf Lautstärke mit ungedämpften oder gedämpften Schwingungen.

Gelegentlich der theoretischen Empfängerbetrachtungen und der speziellen Gleichungen für die Detektorenergie bei ungedämpften Schwingungen für Sekundärempfang (siehe S. 465ff.) war gezeigt worden, daß die größte Nutzenergie im Sekundärkreis erzielt wird, wenn man die Dimensionen so wählt, daß man erhält

$$A_{\text{unged.}} \cong \frac{E_2^2}{4\,w_e}.$$

Für den sich im Sekundärkreis ausbildenden Strom J_3 erhält man alsdann den Maximalwert bei

$$J_{3\,\max} = \frac{E_2}{2\sqrt{w_e \cdot w_3}}.$$

Bildet man das Vergleichsverhältnis zwischen dem in der Antenne sich ausbildenden Maximalstrom $J_{2\,\max}$ zu dem im Sekundärkreis entstehenden Maximalstrom, so erhält man den Ausdruck

$$\frac{J_{2\,\max}}{J_{3\,\max}} = \frac{2\sqrt{w_e \cdot w_3}}{E_2} \cdot \frac{E_2}{w_e} = 2\sqrt{\frac{w_3}{w_e}}.$$

Dieser Ausdruck besagt, daß nur dann durch die Verwendung des Sekundärkreises ein Vorteil hinsichtlich der Empfangslautstärke erzielt wird, wenn der Widerstand des Sekundärkreises w_3 wenigstens den vierten Teil des Widerstandsbetrages der Antenne w_e ausmacht. Alsdann erst ist der im Sekundärkreis zu erzielende Maximalstrom gleich dem im Primärkreis ohne weiteres zu erzielende Maximalstrom.

Diese Erkenntnis kann ohne weiteres für die Prüfung des Sekundärkreises benutzt werden, indem man z. B. unter Verwendung der Parallelohmmethode die Lautstärke im Sekundärkreis mit derjenigen der Antenne vergleicht und feststellt, wann in beiden Fällen Stromgleichheit eintritt. Erst dann ist der Widerstand des Sekundärkreises viermal so klein als der der Antenne.

C. Prüfung von Detektoren.

In der Praxis wird häufig die Aufgabe gestellt, Detektoren, insbesondere Thermodetektoren durchzuprüfen. Wenn man an sich hierzu beispielsweise einen Wellenmesser als Sender benutzen und den zu prüfenden Detektor in einen aperiodischen Kreis einschalten könnte, so würde doch eine derartige Einrichtung einmal den Nachteil eines verhältnismäßig umfangreichen Aufbaues besitzen, und andererseits würde der Vergleich, welcher akustisch durchgeführt werden muß, nicht einwandsfrei sein, da der Detektor gegen einen Normaldetektor zum Vergleich ausgewechselt werden müßte und außerdem im allgemeinen der Abstand der Kopplung zwischen dem aperiodischen Detektorkreis und dem Wellenmesser nicht genügend konstant gehalten werden kann.

Digitized by Google

Zur Detektorprüfung bedient man sich daher zweckmäßig einer Anordnung gemäß Abb. 653.

Dieselbe besteht aus einer Sender- und einer Empfangsanordnung. Der Sender wird gebildet aus einer Spule *a* und einem festen Glimmerkondensator *b*, welche den geschlossenen Schwingungskreis darstellen. *c* ist ein Element, *d* ein Summer, dessen Eigenfrequenz, möglichst über 100 Perioden, zweckmäßig im akustischen Bereich liegt. *e* ist ein Taster und *f* ein Uhrwerksschalter, welcher an Stelle des Tasters *e* eingeschaltet werden kann.

Vorteilhaft wird die Anordnung so getroffen, daß die Spule *a*, welche beispielsweise in Form einer Flachspule hergestellt sein kann, in ihrer Mitte ein Loch besitzt, durch welches eine aus Isoliermaterial hergestellte Stange *h*

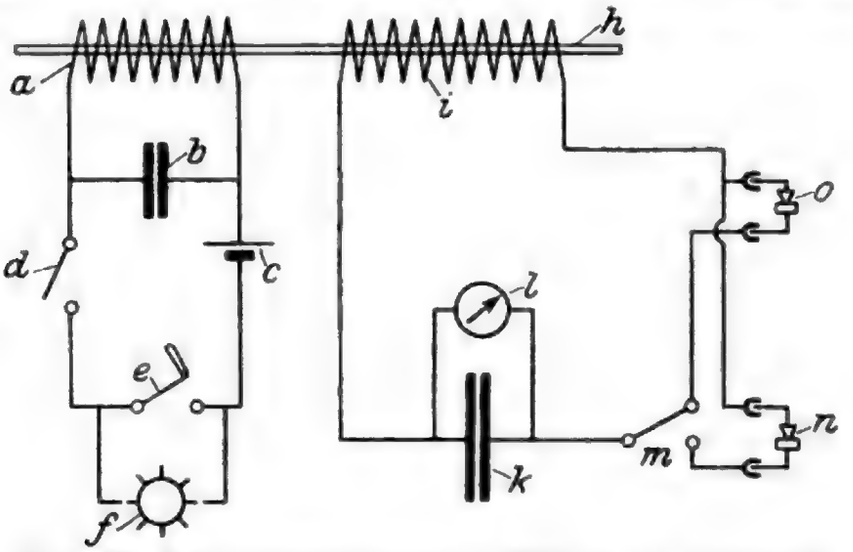


Abb. 653. Schaltungsanordnung zur Prüfung von Detektoren.

gesteckt ist. Auf dieser ist gleichfalls verschiebbar die Spule des Empfangskreises *i* angeordnet. Der gegenseitige Abstand der Spulen voneinander wird zweckmäßig mittels einer Skala, die auf die Stange *h* eingraviert ist, bestimmt. *k* ist ein Glimmerblockkondensator, *l* ein Galvanometer oder Telephon, *m* ein Schalter, welcher es erlaubt, entweder mit dem Empfangskreis den Normaldetektor *n*, oder den zu prüfenden Detektor *o* einzuschalten. Der zu prüfende Detektor wird so lange reguliert, bzw. so lange abgeändert, bis er dieselbe oder ähnliche Lautstärke besitzt wie der Normaldetektor *n*.

Selbstverständlich liegt dieser Methode eine gewisse Willkürlichkeit zugrunde, da der Normaldetektor sich gleichfalls mit der Zeit verstellen oder unempfindlich werden kann. Außerdem ist den tatsächlich bei drahtlosen Empfangsstationen vorhandenen Schwingungen nur bis zu einem gewissen Grade Rechnung getragen, insbesondere da leicht auch die Niederfrequenzschwingungen des Summers auf den zu prüfenden Detektor einen Einfluß ausüben und bezüglich seiner Empfindlichkeit ein falsches Bild ergeben könnten. Im übrigen ist natürlich die Messung mit Galvanometer einer solchen mit Telephon vorzuziehen, da durch letzteres sehr große subjektive Fehler das Meßresultat fälschen können.

D. Prüfung von Summern und Telephonen.

Die nachstehende Schaltung (Abb. 654) besitzt den Vorteil, daß es mit ihr in einfacher Weise möglich ist, entweder Summer oder Telephone zu prüfen.

a ist eine Selbstinduktionsspule, *b* ein Glimmerblockkondensator, *c* eine Stromquelle, *d* ein stationärer Summer (Normalsummer). Mittels eines Schalters *e*

Digitized by Google

kann entweder dieser Summer, oder ein zu prüfender Summer *f* an den Sendekreis *a b* angeschaltet werden. Der Empfangskreis besteht aus der Spule *h*, dem Kondensator *i* und einem doppelpoligen Schalter *k*. Dieser erlaubt entweder den Empfangskreis auf das Normaltelephon *l*, oder auf das zu prüfende Telephon *m* zu stellen.

Wenn eine Summerprüfung erfolgen soll, schaltet man den Schalter *k* auf Empfang mit Normaltelephon *l* und reguliert den zu prüfenden Summer *f* so lange, bis im Telephon *l* ein Ton gleicher Lautstärke und gleichen Charakters wie der des Normalsummers *d* auftritt.

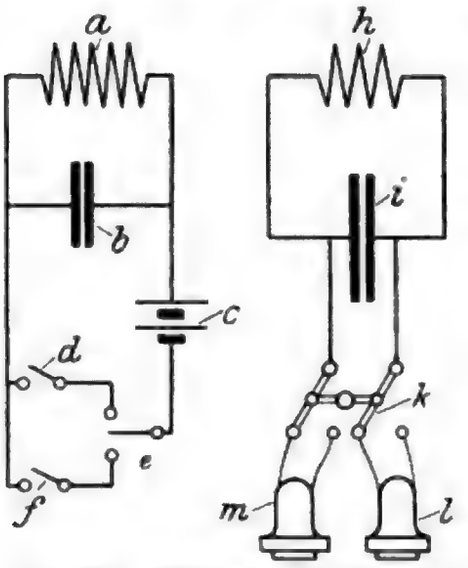


Abb. 654. Prüfung von Summern und Telephonen.

Handelt es sich um eine Telephonprüfung, so wird nur der Normalsummer *d* im Sendekreis benutzt, und der Schalter *k* wird entweder auf das Normaltelephon *l* oder auf das zu prüfende Telephon *m* umgestellt. Gleichheit der Tonstärke und Art ist auch hier wieder das Prüfungskriterium.

E. Feststellung der Resonanzlage einer Telephonmembran.

Um die Resonanzlage einer Telephonmembran festzustellen, kann man (G. Seibt) z. B. in der Weise vorgehen, daß man das Telephon mit einer kleinen Wechselstrommaschine verbindet und entweder letztere sehr schnell auf Tourenzahl bringt oder aber sie von größter Tourenzahl plötzlich so abbremst, daß im Telephon ein Tonbereich von etwa 1500—2000 Schwingungen innerhalb weniger Sekunden durchlaufen wird. Man kann alsdann das mehr oder weniger flach ausgeprägte Resonanzmaximum feststellen.

Erheblich zweckmäßiger dürfte übrigens im allgemeinen die Parallelohmmethode sein, bei welcher in üblicher Weise ein geeichter Ohmscher Widerstand parallel zu dem mit der Wechselstrommaschine verbundenen Telephon geschaltet ist. Bei verschiedenen Frequenzen wird der Widerstand nun so eingeschaltet, daß der Ton im Telephon gerade nicht mehr gehört wird. Bei im Verhältnis zum Telephonwiderstand kleinem Ohmschen Widerstand ist man alsdann berechtigt, den reziproken Widerstandswert als ein Maß für die Empfindlichkeit des Telephons bei verschiedenen Frequenzen zu betrachten.

14. Messung von Wellen sehr geringer Energie.

A. Nachweisung elektrischer Wellen sehr geringer Amplitude.

In manchen Fällen kann es wesentlich sein, Wellen außerordentlich geringer Amplitude experimentell nachzuweisen. Dieses kann beispielsweise der Fall sein bei Richtungsbestimmungen, bei Kleinstationen, insbesondere wenn größere Entfernungen und ungünstige Antenne- und Erdbodenverhältnisse in betracht kommen, vor allem aber, wenn es sich darum handelt, die in die Erde eindringenden elektrischen Kraftlinien experimentell nachzuweisen und möglichst quantitativ zu bestimmen. In solchen Fällen, wo es also auf die sehr geringe Energie der in der Erde zustande kommenden Stromlinien ankommt, kann man mit Vorteil von einer Nachweisungsanordnung Gebrauch machen, welche aus einer über einen Drehplattenkondensator geschlossenen Spule von ca. 1—2 m ∅ gebildet wird, und mit welcher eine Verstärkungsanordnung bestehend aus Hoch-

Digitized by Google

frequenzverstärkung-Audion-Niederfrequenzverstärkung mit Telephon verbunden ist. Diese Anordnung ermöglicht bei einfachstem Transport und leichtester Bedienung die Feststellung von Energien, deren Größe bisher unter besonders günstigen Umständen vielleicht qualitativ nachweisbar war, die aber bisher quantitativ nicht festgestellt werden konnte.

B. Viertelwellenlängenmethode zur Bestimmung der Entfernung von leitenden Schichten, Wasserläufen usw. (G. Leimbach).

G. Leimbach hat 1913 auf den bekannten Hertzschen Spiegelversuch zurückgegriffen, um den Abstand einer leitenden Schicht von der Beobachtungsstelle aus feststellen zu können, welcher darauf beruht, daß die Wirkung der Sendeantenne ein Maximum ist, wenn die leitende Schicht, die als Spiegel wirkt, sich in einem Viertel der Wellenlänge oder einem ganzen Vielfachen hiervon befindet.

Die Meßanordnung ist demgemäß relativ sehr einfach, und es ist nur erforderlich, unter Parallelanordnung der Senderantenne zur leitenden Schicht, die in der Antenne erzeugte Welle zu variieren. Man erhält alsdann das Strahlungsmaximum bei $\frac{\lambda}{4}$, $\frac{3\lambda}{4}$ usw., da alsdann kein Phasenunterschied der reflektierten Welle gegen die Schwingung des Senders vorhanden ist, und man kann auf diese Weise den Abstand der Schicht berechnen.

15. Messungen an Maschinen und Transformatoren.

A. Untersuchung einer Mittelfrequenzmaschine und eines Hochspannungstransformators für Funkensender.

a) Meßtechnische Untersuchung.

Bei allen Funkensendern, welche mittels offenen (Resonanzinduktors) oder geschlossenen Eisentransformators eine Erhöhung der Spannungsamplitude der Primärstromquelle für die Ladung der Schwingungskreiskapazität benutzen, bildet die meßtechnische Untersuchung der Maschine und des Tranformators für die endgültige Dimensionierung und Abgleichung eine wichtige Grundlage.

Im Anschluß hieran sind noch kurz einige mehr provisorische Einrichtungen mitgeteilt, um, ohne die Anstellung von Messungen, rasch zu kontrollieren, ob die Resonanzbedingungen — eigentlich richtiger die Energienachlieferung — erfüllt und während des Betriebes aufrechterhalten wurden.

Für alle diese Messungen und Kontrollen ist es unbedingt erforderlich, die Tourenzahl der Mittelfrequenzmaschine, welche den Speisestrom liefert, möglichst genau konstant zu halten.

a) Messungen der Wechselstrommaschine.

Zugrunde liegt die Schaltunsganordnung gemäß Abb. 655. Hierin bedeutet:

a = der Anker der Mittelfrequenzmaschine,
b = das Feld der Mittelfrequenzmaschine,
c = die Stromquelle für die Felderregung.
d = Amperemeter zur Messung von i_m,
e = Amperemeter zur Messung von J_1,
f = Voltmeter zur Messung von V_1,
g = Wattmeter zur Messung der Leistung E,
h = Ein Tourenzähler zwecks Kontrolle der Umdrehungszahl = n,
i = Vorschaltwiderstand.

Man nimmt nun zuerst die Leerlaufcharakteristik und sodann die Kurzschlußkurve der Maschine auf, ermittelt also die Leerlaufspannung V_m als Funktion des Magnetisierungsstromes i_m. Man stellt demgemäß fest:

$$V_m = f(i_m).$$

Zu diesem Zweck reguliert man die Mittelfrequenzmaschine auf normale Spannung und Tourenzahl ein und mißt die dazugehörige Erregerstromstärke i_m. Ferner schwächt man den Erregerstrom stufenweise (i'_m, i''_m, i'''_m, ...) mit

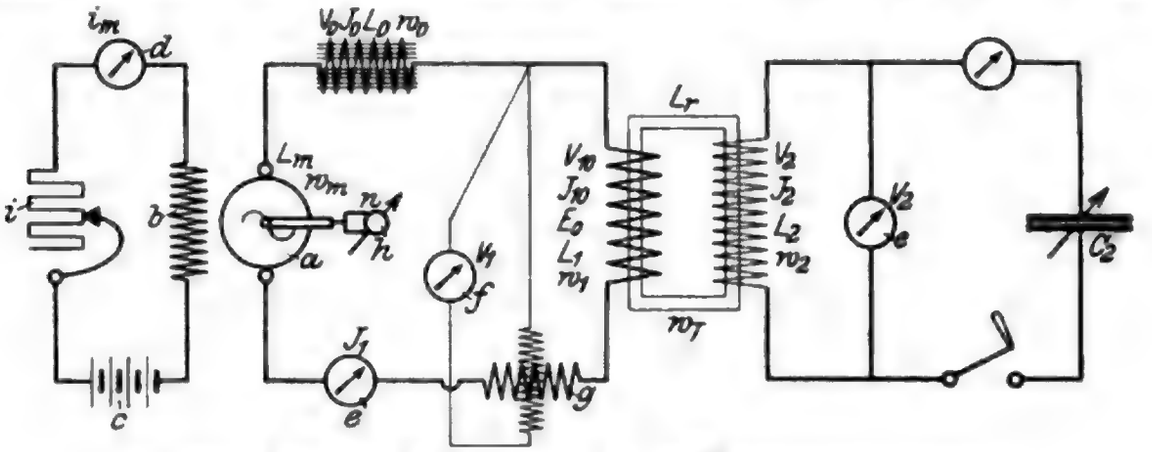


Abb. 655. Schaltung für Messungen an der Wechselstrommaschine.

dem Vorschaltwiderstand i und mißt die jeweilig dazugehörige Spannung (V'_m, V''_m, V'''_m, ...). Es ergibt sich, wenn man diese Werte aufträgt, die sogenannte Leerlaufcharakteristikkurve.

Alsdann wiederholt man die stufenweise Schwächung des Erregerstromes, wobei jedoch die Ankerwicklung über ein Amperemeter e kurzgeschlossen wird, und stellt die einzelnen Kurzschlußstromstärken (i'_{km}, i''_{km}, ...) fest. Man verifiziert also den Ausdruck:

$$i_{km} = f(i_m).$$

Wenn man diese Werte in Form einer Kurve aufträgt, erhält man die Kurzschlußkurve der Maschine. Durch Messung mit der Widerstandsmeßbrücke mißt man dann den Widerstand der Ankerwicklung $a = w_m$ = Ohmscher Widerstand.

Der induktive Widerstand der Maschine wird alsdann für eine gewisse Anzahl von Punkten, die aus den beiden aufgenommenen Kurven für Leerlauf und Kurzschlußstrom sich ergeben, also für V_m und i_{km} gewonnen, denn es sind die einzelnen Verhältnisse

$$\frac{V'_m}{i''_{km}} = \frac{V'''_m}{i''_{km}} = \dots\dots$$

einander gleich und ergeben direkt den induktiven Widerstand. Man hat also:

$$\frac{V_m}{i_{km}} = 2\pi\nu \cdot L_m = \text{induktiver Widerstand.}$$

β) Untersuchung des Transformators einschließlich der eventuell eingeschalteten Drosselspule.

Zunächst findet eine Untersuchung des sekundär offenen (unbelasteten) Transformators statt. Gemessen werden alsdann beim Transformator, ebenso wie bei der eventuell eingeschalteten Drosselspule die nachstehenden Werte (siehe Abb. 656).

Digitized by Google

	beim Transformator:	bei der Drosselspule:
Strom:	J_{10}	J_D
Spannung:	V_{10}	V_D
Leistung:	E_0	E_D
Selbstinduktionskoeffizient:	L_T	L_D
Phasenverschiebung von J gegen V:	$\cos \varphi_T$	$\cos \varphi_D$.

Um nunmehr die Werte für den Ohmschen und induktiven Widerstand meßtechnisch zu erhalten, zeichnet man zweckmäßig gemäß Abb. 656 das Diagramm für die Wattkomponente und Magnetisierungskomponente des Stromes. Hierin ist $i_{magn.}$ nicht direkt meßbar, sondern es sind vielmehr, da man nur den Strom J_{10}, die Spannung V_{10} und die Leistung E_0 messen kann, diese Größen zu benutzen, um mit Hilfe der Winkelfunktionen die Widerstandswerte zu berechnen. Dies geschieht, indem man aus der Leistung den cos φ berechnet. Es gilt hierfür also die folgende Ableitung:

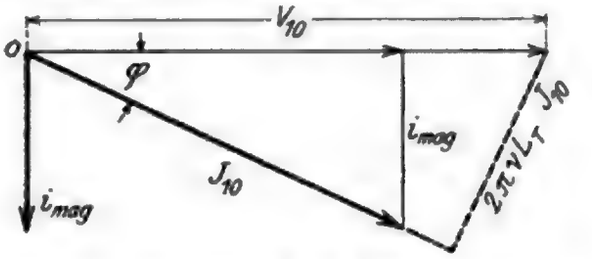


Abb. 656. Diagramm für die Wattkomponente und Magnetisierungskomponente des Stromes.

$$\sin \varphi = \frac{2\pi\nu \cdot L_T \cdot J_{10}}{V_{10}} = \frac{i_{magn.}}{J_{10}}$$

$$i_{magn.} = J_{10} \cdot \sin \varphi_T$$

somit ist:

$$2\pi\nu L = \frac{J_{10} \cdot \sin \varphi_T}{J_{10}} \cdot \frac{V_{10}}{J_{10}} = \frac{V_{10}}{J_{10}} \cdot \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_T}$$

wobei $\cos \varphi_T = \frac{E_0}{J_{10} V_{10}}$ ist.

Man erhält also die Werte für den Ohmschen und induktiven Widerstand

$$w_T = \frac{E_0}{J_{10}^2}$$

$$2\pi\nu \cdot L_T = \frac{V_{10}}{J_{10}} \cdot \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_T}$$

Es folgt nunmehr die Untersuchung des sekundär kurzgeschlossenen (belasteten) Transformators. Gemessen wird:

Der Kurzschlußstrom $= J_{1k}$.
die Kurzschlußspannung $= V_{1k}$.
der Leistungsaufwand bei Kurzschluß $= E_k$
(siehe unten, ergibt sich durch Summation).

Es bedeutet:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{J_1}{J_2} = \text{das Übersetzungsverhältnis.}$$

Die Messung der Ohmschen Widerstände geschieht wie folgt:

Da die Eisenverluste sehr klein sind, kann man sie ohne großen Fehler vernachlässigen. Man erhält alsdann:

$$J_1^2 \cdot w_1 + J_2^2 w_2 = E_k.$$

Es ergibt sich also:

$$\Sigma w = \frac{E_k}{J_{1k}^2} = w_1 + \frac{J_2^2}{J_1^2} \cdot w_2.$$

Es kann nunmehr in einfacher Weise eine Kontrolle der Werte von w_1 und w_2 mittels der Wheatstoneschen Meßbrücke erfolgen.

Die induktiven Widerstände ergeben sich folgendermaßen:

Es bestehen zunächst die nachfolgenden Beziehungen:

$$\frac{V_{1k}}{J_{1k}} = \sqrt{(\Sigma w)^2 + (\Sigma 2\pi\nu \cdot L)^2}$$

$$\Sigma(2\pi\nu L)^2 = \left(\frac{V_{1k}}{J_{1k}}\right)^2 - \left(\frac{E_k}{J_1{}^2{}_k}\right)^2$$

$$\Sigma(2\pi\nu L) = 2\pi\nu L_1 + \frac{J_2{}^2}{J_1{}^2} \cdot 2\pi\nu L_2.$$

Ferner ist:

$$\frac{w_1}{w_2} = \frac{2\pi\nu \cdot L_1}{2\pi\nu \cdot L_2}.$$

Die Auflösung dieser letzten zwei Gleichungen ergibt die induktiven Widerstände der Primär- und Sekundärspulen des Transformators.

$$2\pi\nu L_1 = \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{1k}}{J_{1k}}\right)^2 - \left(\frac{E_k}{J_{1k}}\right)^2}{1 + \frac{w_2}{w_1} \cdot \left(\frac{J_2}{J_1}\right)^2}}$$

$$2\pi\nu \cdot L_2 = \frac{w_2}{w_1} \cdot 2\pi\nu \cdot L_1.$$

Somit sind sämtliche Widerstandswerte des Primär- und Sekundärkreises bekannt. Um die Umrechnung derselben mit einem einfachen reduzierten Kreis ohne Transformator zu gewinnen (also für ein Übersetzungsverhältnis von 1 : 1), ist durch Einsetzung der entsprechenden Werte in nachstehenden Formeln durchzuführen:

$$w_2' = \left(\frac{J_2}{J_1}\right)^2 \cdot w_2$$

$$2\pi\nu \cdot L_e' = \left(\frac{J_2}{J_1}\right)^2 \cdot 2\pi\nu \cdot L_2$$

$$\frac{1}{2\pi\nu \cdot C_2'} = \left(\frac{J_2}{J_1}\right)^2 \cdot \frac{1}{2\pi\nu \cdot C_2}.$$

Diese äquivalenten Widerstandswerte des Sekundärsystems lassen sich nun mit denen des eigentlichen Transformators w_T und $2\pi\nu L_T$ am einfachsten auf graphischem Wege zu einem resultierenden Ausdruck folgender Form vereinigen:

$$\sqrt{w'^2 + \left(\frac{1}{2\pi\nu \cdot C_a}\right)^2}.$$

Hierin bedeutet

$$w' = w_2' + w_T$$

$$\frac{1}{2\pi\nu \cdot C_a} = 2\pi\nu \cdot L'_2 + 2\pi\nu \cdot L_T - \frac{1}{2\pi\nu \cdot C_2'}.$$

Digitized by Google

Man kann also einen reduzierten Kreis gemäß Abb. 657 zeichnen und sind hierin die Widerstandswerte:

$$w_a = w_m + w_D + w_1 + w' \qquad \text{Ohmscher Widerstand.}$$

$$2\pi\nu \cdot L_a = 2\pi\nu L_m + 2\pi\nu L_D + 2\pi\nu L_1 \qquad \text{induktiver Widerstand.}$$

$$\frac{1}{2\pi\nu \cdot C} \qquad \text{kapazitiver Widerstand.}$$

Die hierin aufgeführten Werte, soweit sie nicht mathematische Rechnungsausdrücke sind, sind sämtlich bereits meßtechnisch bestimmt.

Man erhält also schließlich die Resonanzbedingung:

$$(2\pi\nu)^2 \cdot L_a \cdot C_a = 1.$$

Hierin sind die Ohmschen Widerstände, wie gewöhnlich in diesen Fällen, nicht berücksichtigt.

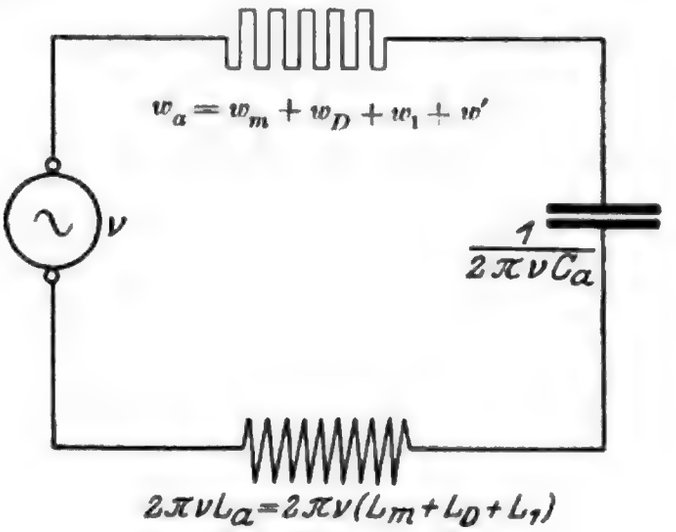


Abb. 657. Reduzierter Kreis.

Würde man sie berücksichtigen, so würde man für die Resonanzbedingung den bekanntlich komplizierteren Ausdruck

$$\frac{(2\pi\nu)^2}{\frac{1}{C_a L_a} - \left(\frac{w_a}{2L_a}\right)^2} = 1$$

erhalten.

Es ist hieraus ersichtlich, daß man ohne weiteres die spezielle Anordnung eines zwischen Maschine und Hochfrequenzkreis geschalteten Transformators auch meßtechnisch zurückführen kann auf die allgemeine Anordnung eines von einer Maschine gespeisten Kondensators unter Berücksichtigung der selbstinduktiven und Ohmschen Widerstände.

Im Endausdruck fällt also der spezielle Ausdruck für die Betrachtung des Transformators heraus, wobei die diesbezüglichen Werte in der resultierenden Selbstinduktion und Kapazität der einfachen Resonanzgleichung enthalten sind.

b) Kontrollverfahren über Vorhandensein der Resonanzbedingungen.

Die einfachste Kontrollmöglichkeit besteht bei jedem durch einen Transformator gespeisten Funkensender darin, daß man das von der Funkenstrecke hervorgerufene Geräusch mit dem Ohre kontrolliert. Der sogenannte „aktive Funke" zeichnet sich bei allen Funkensendern, welche mit seltenen Entladungen

Digitized by Google

arbeiten, durch ein peitschenknallähnliches Geräusch aus, welches sofort aufhört, wenn nicht volle Resonanz vorhanden ist. Immerhin erfordert die Beurteilung mittels dieser Methode einige Übung.

Sobald es sich um tönende Funkensender handelt, ist eine erheblich leichtere Kontrolle möglich. Infolge Anwendung von Mittelfrequenzmaschinen, und wenn man, was in der Praxis wohl stets der Fall sein wird, von der Benutzung von Partialentladungen absieht, erfolgt bei jedem Maschinenwechsel ein Funkenübergang. Man kann also mit einem aperiodischen Detektorkreis mit Telephon direkt die Anzahl der Maschinenwechsel abhören und hat auf diese Weise eine Gewähr dafür, daß weder Partialentladungen auftreten, noch daß die Funkenfolge eine unregelmäßige wird, da der Ton sonst kratzend und unsauber wird.

Noch zuverlässiger ist die Kontrolle, wenn man an Stelle des aperiodischen Detektorkreises eine kleine Heliumröhre mit der Hand im Spulenfeld hin- und herbewegt oder die vom Sender erzeugten Schwingungen auf den Schwingungsanalysator einwirken läßt. Man erhält bei reinen Resonanz- bzw. Energienachlieferungsbedingungen genau in gleichen Abständen aufeinanderfolgende, leuchtende Heftigkeitsmaxima der Röhre.

B. Messung der Eisenverluste von Hochfrequenztransformatoren.

Die Eisenverluste von Hochfrequenztransformatoren können entweder kalorimetrisch oder mittels eines Spannungs- und Strommessers unter Zugrundelegung der Magnetisierungskurve (K. Schmidt, 1914) bestimmt werden.

a) Kalorimetermethode.

Zweckmäßig wird ein mit Doppelwandungen *a b* versehenes Kalorimeter (siehe Abb. 658) benutzt, welches eine durch einen Motor angetriebene Rührvorrichtung *c* besitzt, um das den Innenraum des Kalorimeters ausfüllende Öl *d* durcheinander zu rühren. Bei Fortfall der Rührvorrichtung können sehr erhebliche Temperaturunterschiede im Innern des Kalorimetergefäßes auftreten.

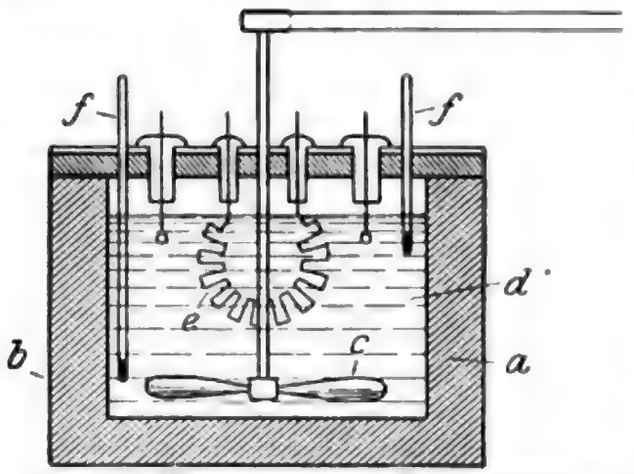


Abb. 658. Kalorimeter mit Eichvorrichtung.

Zur Eichung des Kalorimeters wird eine möglichst selbstinduktionsfrei gewickelte Nickelindrahtspirale *e* im Innenraum vorgesehen, welche mit Gleichstrom gespeist wird, und eine verhältnismäßig exakte Eichung ermöglicht. *f* sind Thermometer.

Für die Messung selbst wird zweckmäßigerweise diese Nickelindrahtspirale aus dem Gefäß entfernt, da durch sie trotz selbstinduktionsfreier Wicklung erhebliche Verluste entstehen können, und andererseits die Wärmekapazität der Spirale sehr klein sein kann.

Bei der Messung ist die Wärmekapazität des Kalorimeters inbetracht zu ziehen, da das Kalorimetergefäß langsamer als das Öl erwärmt wird. Um sicher zu gehen, wählt man zweckmäßig zwei bei verschiedenen Temperaturen auszuführende Messungsreihen aus, und es muß alsdann in beiden Fällen die Zeitdauer multipliziert mit der Wattaufnahme gleich sein.

Die Induktion berechnet sich nach folgendem Ausdruck:

$$V = \text{Formfaktor} \cdot \nu \cdot \psi \cdot z \cdot 10^8.$$

Hierin ist:

Der Formfaktor = 4,44,

z = Windungszahl (Drahtzahl),

ψ = Kraftfluß = B . Fläche . Eisenfaktor.

Im allgemeinen kann man setzen:

Eisenfaktor = 0,6 bis 0,75.

Der Kubikinhalt des Transformators ist festzustellen, und es ergeben sich somit die Eisenverluste.

b) Messung der Eisenverluste nach der Methode von K. Schmidt.

Die Meßanordnung ist überaus einfach.

Zunächst wird bei niedriger Frequenz eine genaue Leerlaufkurve des Transformators bei kleinen Induktionen aufgenommen. Der Leerlaufstrom kann praktisch als reiner Magnetisierungsstrom angesehen werden, da bei den für Hochfrequenztransformatoren durchweg gebrauchten dünnen Blechen der Wattstrom gegenüber dem wattlosen Strom verschwindend gering ist. Bei Hochfrequenz wird der Leerlaufstrom bedeutend ansteigen, während der Magnetisierungsstrom konstant bleiben muß.

Das Ansteigen des Magnetisierungsstromes wird durch den Wattstrom bewirkt. Gemäß dem bestehenden Zusammenhang ist

$$J_{watt} = \sqrt{J^2_{Leerlauf} - J^2_{\mu}}.$$

Hierin ist:

J_μ = Magnetisierungsstrom.

J_μ erhalten wir aus der Magnetisierungskurve auf folgende Art. Die induzierte Spannung ist proportional der Periodenzahl. Wird wie bei der Magnetisierungskurve bei einer bestimmten Periodenzahl ν_2 eine Spannung V_1 an den Enden gemessen, so muß bei einer Periodenzahl ν eine Spannung von $\frac{\nu_2}{\nu} V_1 = V_2$ vorhanden sein. Oder man hat bei Hochfrequenz eine Spannung V_2 gemessen und will den entsprechenden Magnetisierungsstrom kennen lernen, so hat man in der Kurve bei einer Spannung von

$$V_1 = V_2 \frac{\nu_2}{\nu}$$

den Strom abzulesen. Die Verluste sind dann einfach:

$$V_2 \cdot J = \text{Watt}.$$

16. Hinweis auf Messungen, welche zweckmäßig oder nur auf einer Versuchsstation ausgeführt werden.

Mit Ausnahme einzelner Antennenversuche können die meisten der vorstehenden Untersuchungen im Hochfrequenzlaboratorium bewirkt werden. Selbstverständlich ist hiermit das Bild noch keineswegs erschöpft. Es ist vielmehr für die Beurteilung der Güte einer Anordnung in den meisten Fällen erstrebenswert, eine Untersuchung an einer natürlichen Antenne möglichst unter dem Gesichtswinkel der tatsächlichen Verhältnisse folgen zu lassen, da die Apparaturen im allgemeinen nicht für den Laboratoriumsbedarf, sondern vielmehr für Betriebsstationen der Praxis geschaffen werden sollen.

Für die Untersuchungen an der natürlichen Antenne ist es im großen ganzen vorteilhaft, dieselben auf einer Versuchsstation stattfinden zu lassen, da von

Digitized by Google

Gebäuden umgebene Antennen, insbesondere wenn letztere nicht sehr hoch über die Dachfirste hinausgerichtet sind, häufig zu irrtümlichen Resultaten führen, da Gas-, Wasser- und Heizungsrohre der Gebäude, Telephon-, Telegraphen- und Lichtleitungen, auch der in Schornsteinröhren abgesetzte Glanzruß, vor allem aber die meist minderwertigen Erdungsverhältnisse derartiger Anlagen die Ergebnisse sehr erheblich fälschen können.

Gewisse Versuche, wie namentlich solche über die Fortpflanzung der elektrischen Wellen, die atmosphärischen Störungen und dergleichen können aber überhaupt nur auf einigermaßen freiliegenden Versuchsstationen gewonnen werden.

Die Einrichtung solcher Stationen ist bisher noch recht stiefmütterlich behandelt worden, und nur in einigen Ausnahmefällen sind von der Industrie, stellenweise auch von einigen Hochschulen Anlagen geschaffen worden, welche jedoch in der Hauptsache verhältnismäßig primitiv gehalten sind.

Mit Rücksicht auf die große Wichtigkeit des Gegenstandes, und um Fingerzeige für die Errichtung und Einrichtung derartiger Versuchsanlagen zu geben, ist auf S. 335 ff. das Projekt einer Versuchsstation in sehr großem Maßstabe besprochen. Es wird möglich sein, durch entsprechende Fortlassungen an dieser projektierten Station diejenigen Anordnungen herauszugreifen, welche für den jeweiligen Zweck geboten erscheinen.

Digitized by Google

Sechstes Kapitel.

Frequenzmessung und Frequenzmesser.

1. Art der Frequenzmesser.

Die Messung der Frequenz ist gerade im Gebiete der schnellen elektrischen Schwingungen, welche in der drahtlosen Telegraphie angewendet werden, von besonderer Bedeutung; wurde doch durch sie die Wesensgleichheit aller elektrischen Strahlen festgestellt.

Sinngemäß könnten die Frequenz- oder Wellenlängenmeßmethoden der Optik (Wellenlänge: 300 $\mu\mu$ bis 900 $\mu\mu$) ohne weiteres auf die Wellen der drahtlosen Telegraphie, wenigstens bei den kurzen elektromagnetischen Wellen, wie sie Hertz benutzte, angewendet werden. Dieses Verfahren ist schon von besonderem wissenschaftlichen Interesse, um die Wesensgleichheit aller Schwingungen darzutun. Für die Praxis der drahtlosen Telegraphie kommen diese Methoden jedoch nicht inbetracht, da es sich hier um sehr viel längere Wellen (Wellenlänge: 30 m bis 30 000 m) handelt.

Auch die in der Wechselstromtechnik benutzten Frequenzmeßmethoden sind nur unter besonderen Bedingungen, und wenn es sich um ungedämpfte, kontinuierliche Schwingungen handelt, anwendbar. Für die früher meist benutzten gedämpften Schwingungen und Wellen mittlerer Länge kommt im wesentlichen auch heute nur der geeichte, mit Ablesevorrichtung versehene Resonanzmeßkreis in Frage.

Trotzdem ist es von Interesse, einen Blick auf die älteren Frequenzmeßanordnungen, die auch heute noch für kleine Wellen benutzt werden könnten, zu werfen.

Bevor jedoch auf diese als „Vorläufer der Wellenmesser" zu bezeichnenden Einrichtungen eingegangen wird, sollen die wichtigsten der bisher bekannten Methoden zur Aufnahme der Resonanzkurve, bzw. der von der Resonanzkurve umschlossenen Fläche diskutiert werden. Obwohl hierbei voraus zu schicken ist, daß diese sämtlichen Methoden bereits auf der Verwendung eines geschlossenen Resonanzkreises, wie z. B. eines der unter 4 beschriebenen Wellenmeßkreise beruhen.

2. Die Aufnahme der Resonanzkurve (bzw. Resonanzkurvenfläche) mittels Resonanzkreises.

Nahezu sämtliche Wellenmesser bis auf die meisten der unter 6 und 7 aufgeführten beruhen darauf, daß mindestens der Punkt des Resonanzmaximums mittels eines Strom-Spannungs- oder Energieindikators festgestellt wird. Zum Teil ermöglichen sie auch eine volle Aufnahme der Resonanzkurve, wie dies für die Ermittelung der Dämpfung (siehe z. B. Abb. 364, S. 342) ausgeführt war.

Digitized by Google

An letzterer Stelle sind auch die näheren Ausführungen über den Stromeffekt (Spannungseffekt), sowie über die Resonanzkurven bei größerer oder geringerer Dämpfung gegeben worden.

Hier kommt es darauf an, auf die verschiedenen Methoden, welche zur Aufnahme der Resonanzkurve, bzw. der von dieser eingeschlossenen Fläche dienen, näher einzugehen.

A. Punktförmige Aufnahme der Resonanzkurve mittels normalen Wellenmeßindikators (Detektor oder Thermoelement und Galvanometer, Hitzdrahtinstrument oder dergl.).

Diese Methode besitzt vor allen nachfolgenden den Vorteil, daß bei loser Kopplung, Benutzung eines schwach gedämpften Meßkreises und empfindlichen Indikationsinstrumentes die Resonanzkurve Punkt für Punkt rasch und exakt gewonnen werden kann.

Als Nachteil kommt in betracht, daß die Aufnahme nur von einem Geübten gemacht werden kann.

Zur Aufnahme dient ein Meßkreis, wie dieser etwa Abb. 34, S. 70 entspricht, oder es kann auch einer der nachfolgenden Resonanzkreiswellenmesser mit entsprechendem Strom- oder Energieindikator benutzt werden.

B. Aufzeichnung der Resonanzkurve mittels Hitzdrahtes und Zylinderspiegels.

Um direkt die Resonanzkurve z. B. auf einen lichtempfindlichen Papierstreifen aufzuzeichnen, ist unter Verwendung eines der üblichen Resonanzkreiswellenmesser von der Lorenz A. G. (1908) ein Verfahren angegeben worden, welches entsprechend Abb. 660 in folgendem besteht.

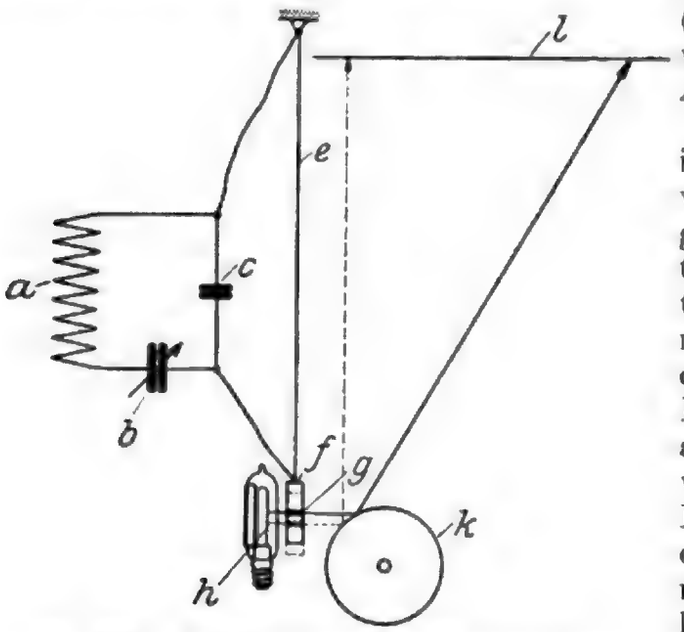


Abb. 659. Aufzeichnung der Resonanzkurve mittels Hitzdrahtes und Zylinderspiegels.

Der Wellenmeßkreis *a b c* ist in irgend einer Weise mit dem vertikal aufgehängten Hitzdraht *e* gekoppelt, welcher an seinem unteren Ende eine kleine Blende *f* trägt, die ein am besten kreisrundes Loch *g* besitzt. Durch dieses Loch hindurch kann das Licht einer Metallfadenlampe *h* auf einen Zylinderspiegel *k* fallen, welcher entsprechend der Lage des Loches *g* den Lichtstreifen auf einen lichtempfindlichen Streifen *l* reflektiert. Mit der kontinuierlichen Veränderung des Wellenmeßkondensators *c*, bzw. der Spule *a* wird die im Hitzdraht vorhandene Energie verändert, wobei der Hitzdraht beim Resonanzmaximum seine größte Ausdehnung erfährt und die Blende *f* alsdann die unterste Stellung einnimmt. Dieses würde dem Resonanzmaximum der bei *l* aufgezeichneten Resonanzkurve entsprechen, während bei Verstimmung nach rechts oder links vom Resonanzmaximum die Blende höher gelegene Stellungen einnimmt und der Lichtzeiger nach links rückt.

Digitized by Google

Dadurch, daß man den belichteten Streifen *l* entwickelt und fixiert, kann man die für die jeweilige Wellenlänge maßgebende Resonanzkurve aufbewahren, und es ist möglich, mittels dieser z. B. auch genaue Dämpfungsmessungen auszuführen.

C. Aufzeichnung und Demonstration der Resonanzkurve mittels Wellenmeßkondensator- und Hitzdrahtinstrumentspiegeln.

Diese für Demonstrationen geeignete Anordnung wurde von W. Hahnemann im März 1906 gelegentlich eines Vortrages von A. Franke im elektrotechnischen Verein in Berlin ausgearbeitet zu dem Zweck, um den Verlauf von Resonanzkurven einem beliebig großen Auditorium deutlich sichtbar zu machen.

Die Anordnung besteht gemäß Abb. 660 darin, daß an der mit den beweglichen Platten verbundenen, senkrecht orientierten Achse *a* des Drehplatten-

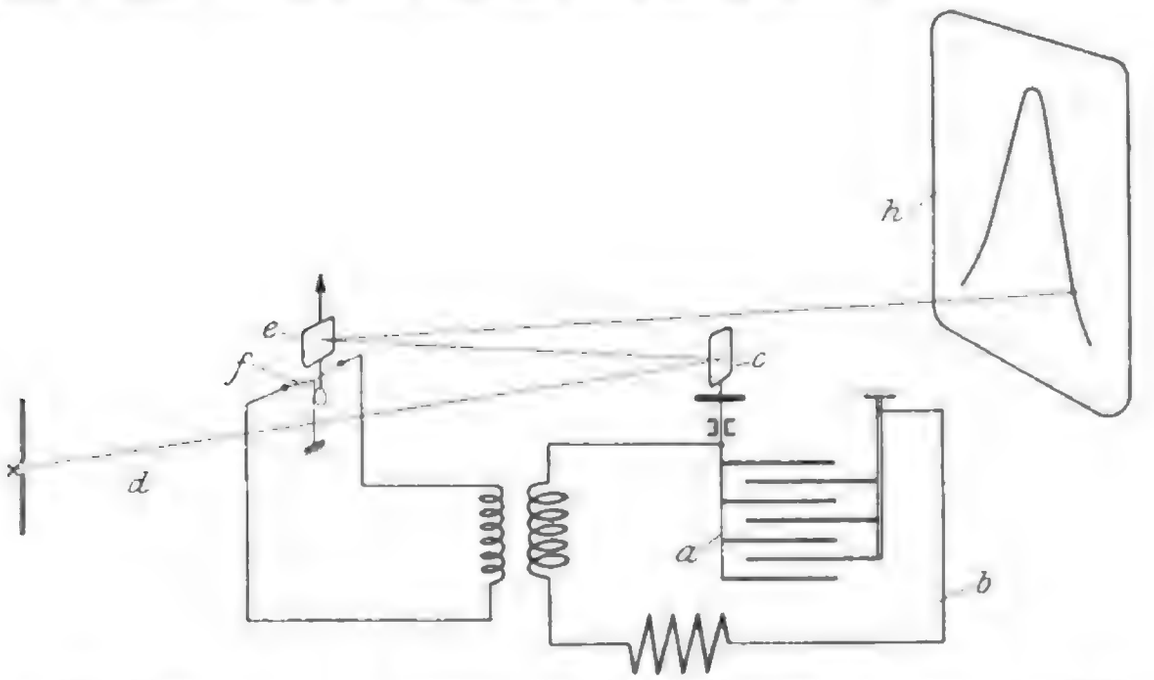


Abb. 660. Demonstration der Resonanzkurve mittels Wellenmeßkondensator- und Hitzdrahtinstrumentspiegeln von W. Hahnemann und A. Franke.

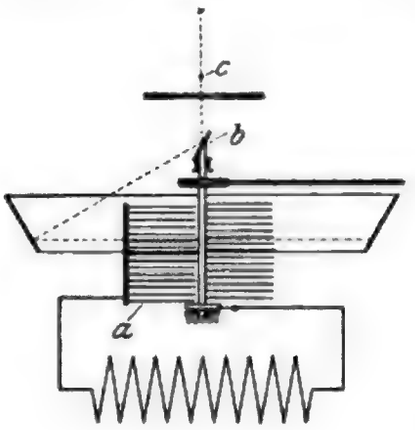
kondensators eines Resonanzkreiswellenmessers *b* ein kleiner Planspiegel *c* befestigt ist, welcher einen durch eine Blende abgeblendeten Lichtstrahl *d*, entsprechend der jeweiligen Kondensatorstellung, auf einen zweiten kleinen Planspiegel *e*, der an dem Zeiger eines senkrecht montierten Hitzdrahtinstrumentes *f* befestigt ist, auf einen vertikalen Schirm *h* projiziert. Das Hitzdrahtinstrument kann hierbei z. B. induktiv mit dem Wellenmeßkreis gekoppelt sein. Es wird alsdann durch die Zusammensetzung der beiden Spiegelbewegungen von dem Lichtstrahl auf dem Schirm die volle Resonanzkurve aufgezeichnet. Durch Anwendung eines lichtempfindlichen fixierbaren Papiers z. B. kann die Resonanzkurve dauernd erhalten bleiben.

D. Aufzeichnung der Resonanzkurve mittels rotierenden Kondensators und Fadengalvanometers.

Von E. F. Huth und H. Behne (1909) rührt folgender Vorschlag her, genaue Resonanzkurven aufzunehmen und auch Fernwellenmessungen auszuführen. Bei diesem Verfahren, welches schematisch in Abb. 661 dargestellt ist, wird gleichfalls wieder ein Kondensator *a* in rasche Rotation versetzt, auf dessen

Digitized by Google

Achse ein kleiner Spiegel *b* befestigt ist, welcher das Schattenbild des Fadens *c* eines Saitengalvanometers auf eine konisch angeordnete Fläche projiziert. Da bei jeder Umdrehung der beweglichen Kondensatorplatte einmal die Resonanzlage passiert wird, zeichnet der in passender Weise mit dem aus Kondensator und Spule bestehenden Schwingungssystem verbundene Galvanometerfaden auf der konischen Fläche eine Resonanzkurve *d* auf.



Da die Empfindlichkeit des Fadens eines Galvanometers außerordentlich groß gemacht werden kann, ist es auch möglich, bei hinreichender Energie eine Fernwellenmessung mit dem Instrument auszuführen. Ob dieser Apparat eine praktische Ausführung gefunden hat, war nicht festzustellen.

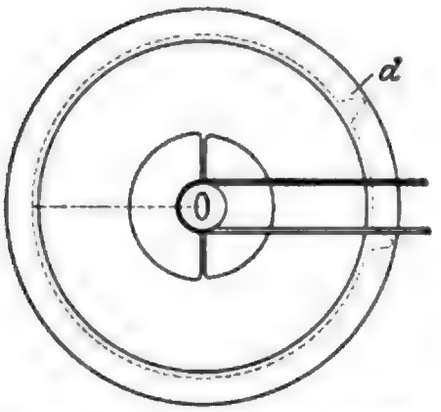


Abb. 661. Aufzeichnung der Resonanzkurve mittels rotierenden Kondensators und Fadengalvanometers von E. F. Huth und H. Behne.

E. Sichtbarmachung der Resonanzkurvenfläche mittels der Braunschen Röhre.

Es sind für diese Art der Sichtbarmachung und Registrierung der von der Resonanzkurve eingeschlossenen Fläche zwei verschiedene Schaltungen mittels Braunscher Röhre, welche den Vorteil des Fehlens eines Trägheitseinflusses besitzt, bekannt geworden.

Die erste rührt von K. Vollmer (1910) her und besteht in folgendem: das Kathodenstrahlbündel einer Braunschen Röhre wird durch ein Spulenpaar horizontal, durch ein Plattenpaar vertikal abgelenkt. Die Spulen sind mit den Elektroden eines Generators für ungedämpfte Schwingungen (Bogenlampe) verbunden, während die Platten an die Belege eines mit dem ungedämpften Kondensatorkreise lose gekoppelten Meßkreiskondensators angeschlossen sind.

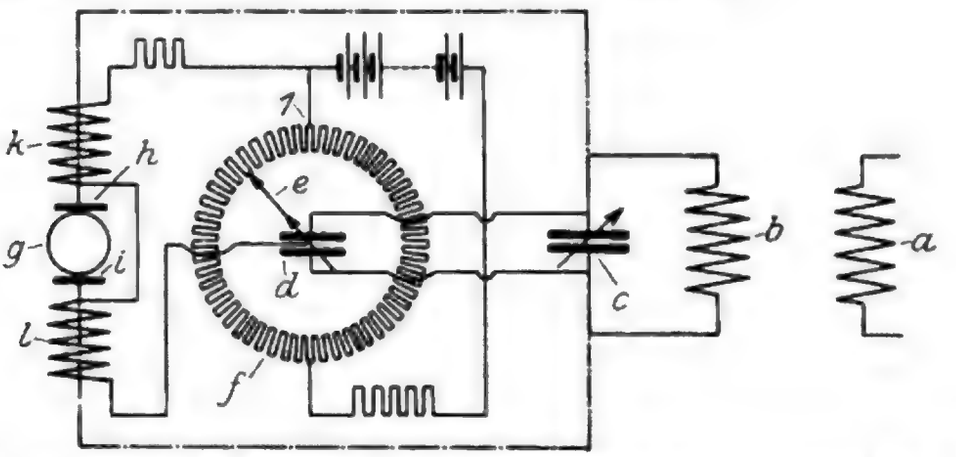


Abb. 662. Einrichtung für stehende Sichtbarmachung der Resonanzkurve von E. Marx und F. Banneitz.

Die Ablenkung des Kathodenstrahlbündels ist alsdann proportional dem elektrischen Felde, d. h. der Meßkreiskondensatorspannung. Es werden

Digitized by Google

Farbe, die sich aus der Mischung der Primärfarben ergibt, ist durch die Lage des Farbortes im Farbdreieck gekennzeichnet. Die Farbmischung kann durch Addition oder Subtraktion der Primärfarben erfolgen. Bei der additiven Farbmischung werden die Primärfarben auf einen weißen Schirm projiziert, wobei sich die Farben überlagern. Bei der subtraktiven Farbmischung werden die Primärfarben durch Farbfilter oder Farbstoffe erzeugt, die einen Teil des Lichtes absorbieren. Die Farbmischung kann durch Addition oder Subtraktion der Primärfarben erfolgen. Bei der additiven Farbmischung werden die Primärfarben auf einen weißen Schirm projiziert, wobei sich die Farben überlagern. Bei der subtraktiven Farbmischung werden die Primärfarben durch Farbfilter oder Farbstoffe erzeugt, die einen Teil des Lichtes absorbieren.

Abb. 1b: Spektralfarbenzug im Farbdreieck

Farbmischung kann durch Addition oder Subtraktion der Primärfarben erfolgen. Bei der additiven Farbmischung werden die Primärfarben auf einen weißen Schirm projiziert, wobei sich die Farben überlagern. Bei der subtraktiven Farbmischung werden die Primärfarben durch Farbfilter oder Farbstoffe erzeugt, die einen Teil des Lichtes absorbieren. Die Farbmischung kann durch Addition oder Subtraktion der Primärfarben erfolgen. Bei der additiven Farbmischung werden die Primärfarben auf einen weißen Schirm projiziert, wobei sich die Farben überlagern. Bei der subtraktiven Farbmischung werden die Primärfarben durch Farbfilter oder Farbstoffe erzeugt, die einen Teil des Lichtes absorbieren.

Abb. 663 zeigt eine derartig photographierte Resonanzdoppelkurve, welche während zehn Minuten Belichtung aufgenommen wurde.

F. Sichtbarmachung der Resonanzkurvenfläche mittels Glimmlichtröhre.

Gleichfalls die Drehung eines Abstimmelements des Wellenmeßkreises, und zwar in diesem Falle eines Variometers benutzt F. Kock (1911) dazu, um mittels einer Gehreke schen Glimmlichtröhre als Resonanzindikator die Resonanzkurve zu gewinnen.

Ein Bild seiner Anordnung gibt Abb. 664 wieder. *a b* ist das Variometer des Meßkreises, bei welchem die Spulen auswechselbar sind. Die innere Spule *b*

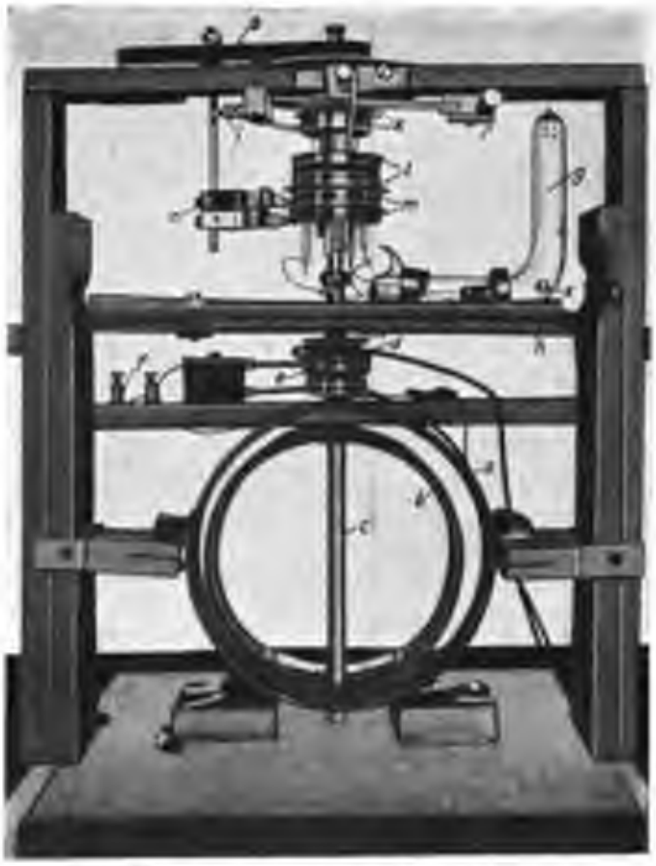


Abb. 664. Zusammenbau der Glimmlichtröhr und der Abstimmungselemente der F. Kochschen Resonanzdemonstrationsanordnung.

wird mittels einer Achse *c* durch einen Schnurlauf in Umdrehungen versetzt. Die Verbindung zwischen beiden Spulen erfolgt durch Schleifringe *e* und Schleiffedern. *f* sind die Anschlußkontakte des Variometers an den geschlossenen Schwingungskreis. Auf der Achse *c* ist eine Holzscheibe *h* befestigt, auf welcher eine Glimmlichtröhre *g* mit senkrecht zueinander stehenden Elektroden angebracht ist. Die Stromzuführung zur Glimmlichtröhre erfolgt durch die Klemmen *i* mittels Schleifringen und Bürsten *k*. Außerdem sind auf der Achse *c* noch zwei Schleifringe *l* vorgesehen, um für zwei Hilfselektroden *z* dem Glimmlichtrohr Strom zuzuführen.

Die Resonanzkurve kann entweder dauernd betrachtet werden, wozu eine mit einem Liniennetz geteilte Glas- oder Zelluloidtafel dient. Auf diese Weise

Digitized by Google

ist auch ein direktes Nachzeichnen möglich. Außerdem kann mittels dieses Fensters die Resonanzkurve, bzw. die durch sie abgetrennte leuchtende Fläche photographisch aufgenommen werden.

Die Schaltung des Apparates ist entweder in der Weise möglich, daß das Glimmlichtrohr vom Kondensator abgezweigt oder aber mittels eines kleinen Kopplungstransformators (Abb. 665) induktiv erregt wird.

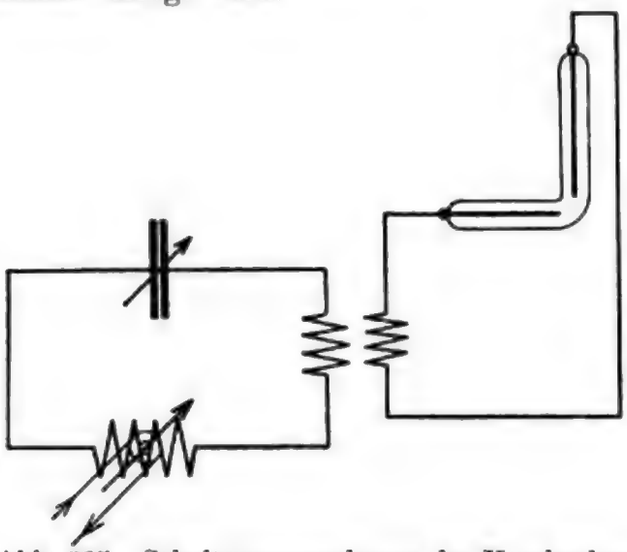


Abb. 665. Schaltungsanordnung der Kochschen Einrichtung.

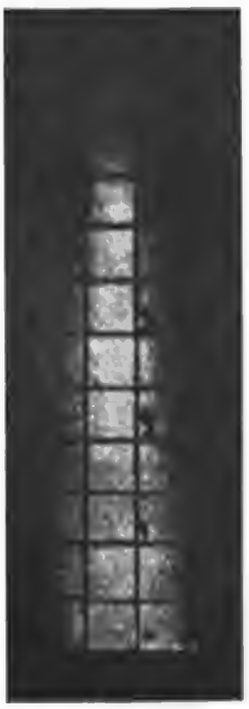


Abb. 666. Nicht verzerrte Resonanzkurve bei ungedämpften Schwingungen.

Die erstere Schaltung ergibt, insbesondere bei Aufnahme von ungedämpften Schwingungen, infolge der bewirkten großen Dämpfung stark verzerrte Resonanzkurven. Indessen erscheint alsdann die Abszisse stark vergrößert, und die Anordnung eignet sich gut für Demonstrationszwecke.

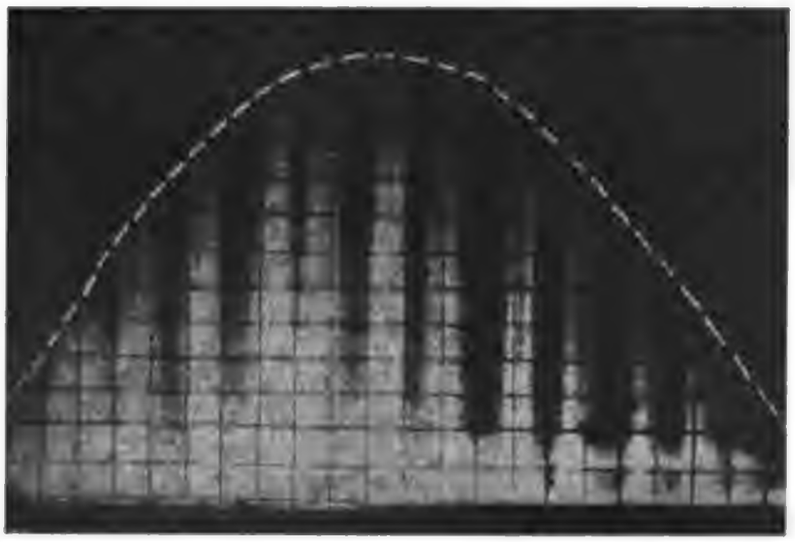


Abb. 667. Aufnahme der Resonanzkurve bei gedämpften Schwingungen.

Bei der zweitgenannten induktiven Kopplung der Glimmlichtröhre wird die Resonanzkurve nicht verzerrt. Sie ist, wie Abb. 666 zeigt, schmal und eignet sich direkt für Meßzwecke.

Die in Abb. 666 wiedergegebene Kurve stellt eine Aufnahme bei ungedämpften Schwingungen dar. Untersucht man gedämpfte Schwingungen, so erhält man nicht eine gleichmäßig leuchtende Fläche, sondern vielmehr nur einzelne leuchtende Streifen (Abb. 667). Durch Verbinden der Spitzen der Ordinaten dieser Streifen erhält man alsdann die Resonanzkurve, wobei noch auf besonders regelmäßigen Funkenübergang in der Funkenstrecke zu achten ist, sowie ferner darauf, daß, um ein stillstehendes Bild zu erhalten, der Aufnahmeapparat gleichzeitig als Unterbrecher des Primärstromes des Induktoriums ausgebildet wird, was mittels des Schleifringes *m* (siehe Abb. 664) geschieht.

Bei der Aufnahme gedämpfter Schwingungen ist außerdem darauf zu achten, daß stets nur ein Funke pro Umdrehung stattfindet und ferner, daß keine Partialentladungen erfolgen.

3. Vorläufer der Wellenmesser.

A. Der Hertzsche Resonator (Abänderungen von Righi, Zenneck, Zehnder, Blyth und Bjerknes).

Die heute verwendeten Frequenzmesser der Praxis haben ihren Ursprung in den Versuchen und Anordnungen von Hertz, Lodge und Bjerknes.

Wohl als erste Anzeige- und Meßvorrichtung ist im Zusammenhang mit dem veränderlichen Oszillator der mit Mikrometerfunkenstrecke versehene

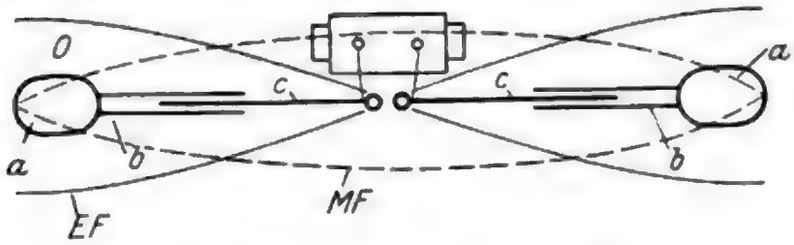


Abb. 668. Hertzscher Oszillator.

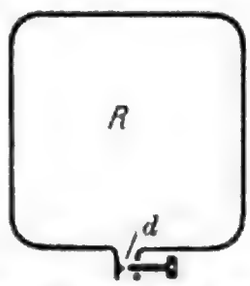


Abb. 669. Hertzscher Resonator.

Hertzsche Resonator (1887) anzusehen. Abb. 668 u. 669 zeigen die Anordnung in etwas modifizierter Form. Die Eigenschwingung des Oszillators *O* kann verändert werden, indem die zweckmäßig mit Endkapazitäten *a* versehenen Metallröhren *b* mehr oder weniger über die mit der Funkenstrecke verbundenen Oszillatordrähte *c* geschoben werden. Die Strom- und Spannungsverteilung zeigt die Abbildung. Der Resonator *R* besitzt eine seiner Drahtlänge und seinem Abstand von der Erde entsprechende Eigenwellenlänge. Sobald er sich in Resonanz mit dem Oszillator *O* befindet, gehen in der Mikrometerfunkenstrecke *d* maximale Fünkchen über. Je mehr die Frequenz des Resonators von der des Oszillators abweicht, um so kleiner werden die Fünkchen, um schließlich bei einer allzu großen Verstimmung vollkommen aufzuhören.

Digitized by Google

Den hierbei entstehenden Vorgang, welcher gleichzeitig die Resonanzkurve darstellt, zeigt Abb. 670. Im Punkt R, das heißt im Resonanzpunkt oder Isochronitätspunkt haben beide Systeme dieselbe Frequenz, oder mit anderen Worten, sie sind aufeinander „abgestimmt". Bei besonders empfindlich ausgebildeter Mikrometerfunkenstrecke oder besser noch unter Zuhilfenahme von empfindlicheren Indikatoren — z. B. einer von Dragoumis (1889) vorgeschlagenen Geißlerröhre, oder indem der Resonator nach einem Vorschlag von Righi (1896) aus auf Glas geklebten Staniolstreifen (Silberschichten) besteht, welche eine feine Trennstelle besitzen — können auch die ungradzahligen Oberschwingungen des Oszillators noch festgestellt werden.

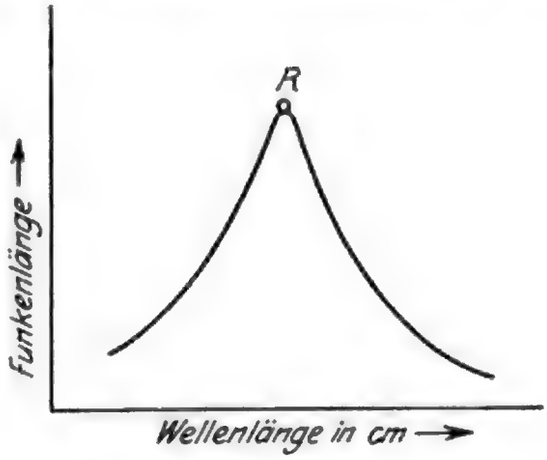


Abb. 670. Resonanzkurve beim Hertzschen Resonator.

In Weiterentwicklung des Hertzschen Resonators sind ähnliche und zum Teil noch empfindlichere Anordnungen, unter anderem von Zenneck (1905), insbesondere für Demonstrationszwecke, ferner von Zehnder (1892) unter Verwendung der von ihm konstruierten Elektrodenröhre und von Blyth und Bjerknes (1890/91) unter Verwendung eines Quadrantelektrometers als Resonanzindikator vorgeschlagen worden.

B. Das Lechersche Paralleldrahtsystem (Abänderungen von Gehrcke, Zenneck, Arons, Righi, Coolidge, Schaum und Schulze).

Zeitlich etwas später als der Hertzsche Resonator ist von Lecher (1890) das Paralleldrahtsystem angegeben worden, mit welchem dieser stehende elektrische Schwingungen erzeugte. Wegen der Vorzüge dieses Systems in elektrischer Beziehung kann es als das „Standard-Eichsystem" für alle Frequenzmesser angesehen werden und führt eigentlich als einziges Meßsystem mit Recht die Bezeichnung „Wellenmesser" und zwar aus folgendem Grunde. Die Wellenlänge ist der abgeleitete Begriff, die Periode, bzw. die Frequenz das Ursprüngliche. Nur in dem Fall, in welchem die Geschwindigkeit der elektromagnetischen Störung im Schwingungssystem in Übereinstimmung mit der Lichtgeschwindigkeit ist, wie dieses gerade beim Lecherschen Paralleldrahtsystem zutrifft, ist somit die Bezeichnung „Wellenmesser" gerechtfertigt.

Das Lechersche Paralleldrahtsystem, dessen schematische Abbildung in Abb. 613, S. 577, und von welchem eine Ausführungsform in II, Abb. 936, S. 117 dargestellt ist, hat eine Reihe von Veränderungen und Verbesserungen erfahren. Insbesondere war man bemüht, das System auch für die Verwendung größerer Wellenlängen, selbst bei beschränkteren Räumlichkeiten, nutzbar zu machen. Hierhin gehört vor allem die Anordnung von Gehrcke (1905).

Von Interesse ist ferner die von Zenneck angegebene Paralleldrahtanordnung namentlich für Demonstrationszwecke und der Blondoterreger (1892). Dieser wird mit Vorteil angewendet, wenn es sich darum handelt, besonders reine stehende Wellen zu erzielen.

Erwähnung verdienen noch die Paralleldrahtanordnungen für Demonstrationszwecke von Arons (1892) und Righi (1898). Die Aronsche Anordnung

(Abb. 671) besteht aus zwei in ein Glasrohr, welches evakuiert werden kann, geführten Paralleldrähten. Bei Erregung des Systems leuchten die Schwingungsbäuche der elektrischen Feldintensität auf, während die Knoten dunkel bleiben.

Abb. 671. Paralleldrahtanordnung für Demonstrationszwecke von Arons.

Coolidge (1899), sowie Schaum und Schulze (1904) haben kurze stehende Wellen von etwa 12 cm Länge gemessen, indem sie hinter sehr dünne Paralleldrähte einen mit Bariumplatinzyanir oder Chininsulfat bestrichenen Schirm hielten. Hierbei machen sich die Schwingungsbäuche durch Aufleuchten kenntlich.

C. Geschlossenes Resonanzschwingungssystem (Lodge, Noack, Robinson, Zenneck, Müller).

Einen geschlossenen Schwingungskreis zur Demonstration der Resonanz- und Abstimmungserscheinungen hat wohl zuerst Lodge (1889/90) angegeben. Er benutzte dieses System zur Erforschung der „Syntonik", wie er die Resonanzerscheinung nannte.

Diese Anordnung zeigt Abb. 672. *O* ist der Oszillator, bestehend aus Funkenstrecke, Leydenerflaschenkapazität und Schließungsbogen. *R* ist der Resonator, ebenfalls bestehend aus Leydenerflaschenkapazität und einem Schließungsbogen, dessen Selbstinduktion jedoch bereits kontinuierlich veränderlich war,

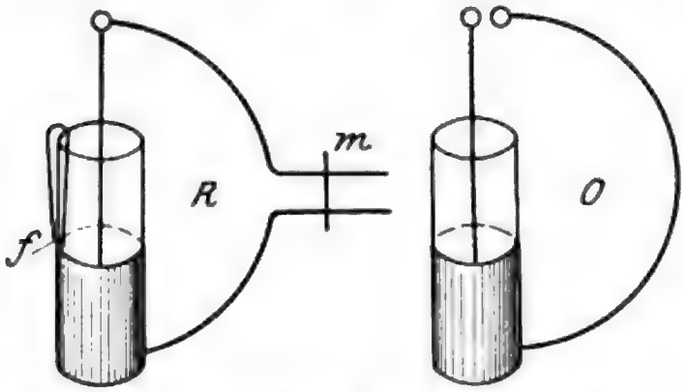


Abb. 672. Geschlossenes Resonanzschwingungssystem.

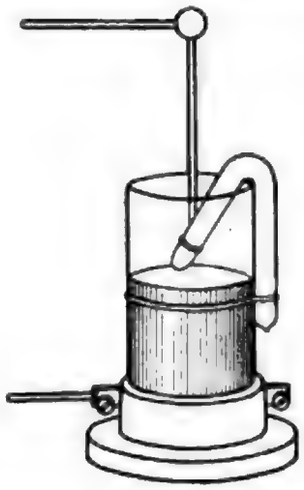


Abb. 673. Knieförmig gebogene Geißlerröhre von Noack.

was durch Verschieben des Metalleiters *m* in ähnlicher Weise wie beim Lechersystem erfolgte. Durch einen Metallstreifen oder Draht war die Innenbelegung der Leydener Flasche mit kurzem Luftzwischenraum an die Außenbelegung der Flasche herangeführt, bildete somit an ihrem Endpunkt eine kleine Mikrometerfunkenstrecke *f*.

Stellt man die Anordnung nun so auf, daß die Drahtbügelebenen parallel zueinander verlaufen, so treten bei nicht zu großer Entfernung des Resonators vom Oszillator nach Erregung des Oszillators im Resonator kleine Fünkchen auf, sobald der Resonator durch Verschieben des Metallreiters *m* auf den Oszillator abgestimmt ist. In diesem Falle tritt ein „Überlaufen" der Leydener Flasche ein.

Durch Vergrößerung der Entfernung des Resonators vom Oszillator, also durch Losermachung der Kopplung, kann die Resonanzschärfe bei dieser Anord-

Digitized by Google

nung recht erheblich sein. Insbesondere auch, wenn an Stelle der Mikrometerfunkenstrecke eine knieförmig gebogene Geißlerröhre, wie sie von Noack (1902) (Abb. 673) vorgeschlagen wurde, verwendet wird.

Auch die Lodgesche Flaschenordnung ist abgeändert und vervollkommnet worden.

So war wohl Robinson der erste, welcher beim Resonator die Kapazität veränderlich machte durch Verschieben zweier ineinander gesteckter Leydener Flaschen, von denen jedoch die innere Flasche nur innen mit Metallfolie beklebt war, während die äußere Flasche nur außen die Metallbeklebung besaß.

Erwähnenswert ist die Anordnung für Demonstrationen von Zenneck, welcher als Indikator eine Quecksilberdampflampe verwendete, die an einer Stromquelle lag, deren Spannung zur Entzündung der Lampe gerade nicht ausreichte, so jedoch, daß bei Resonanz die Zündung der Lampe bewirkt wurde.

Bemerkenswert ist ferner das Demonstrationsresonanzsystem von Müller (1905), bei welchem ein veränderlicher Schiebekondensator mit Glasplattendielektrikum benutzt wurde.

4. Offene Schwingungsmeßsysteme.

A. Das offene Meßsystem von Slaby.

Der Ausgangspunkt der Frequenzmesser der drahtlosen Technik ist eine Versuchsanordnung von Slaby (1900/01), welche etwa zu gleicher Zeit erfolgte,

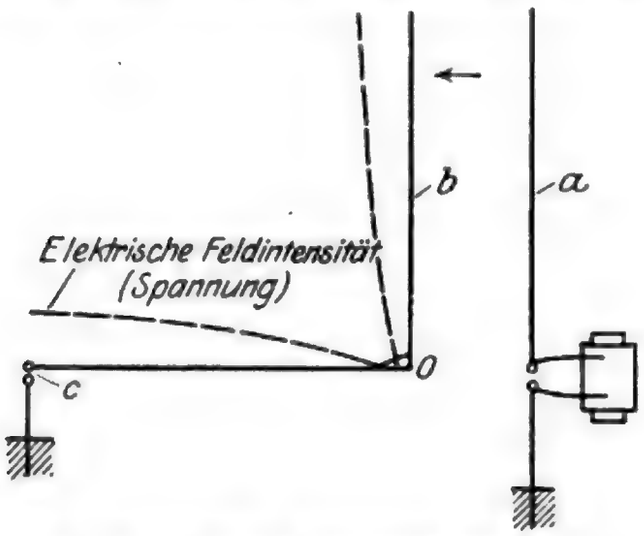


Abb. 674. Offenes Meßsystem von Slaby.

als Marconi in seinem britischen Patent 7777/1900 klar verlangte, daß nicht nur Geber und Empfänger gleichgestimmt (synton) sein sollten, sondern daß auch sowohl an der Gebe- als an der Empfangsstelle die primäre und die sekundäre Leitung des Umformers gleichgestimmt sein möchten, indem das Produkt von Selbstinduktion und Kapazität für die vier inbetracht kommenden Leitungen denselben Wert haben sollten.

Die Slabysche Anordnung, welche nach seinen Ausführungen dazu dienen sollte, „die noch unbekannte Frequenz des Senders zu bestimmen" zeigt Abb. 674. Der Sender *a* bringt den Empfängerdraht *b* zum Mitschwingen. Die variable untere Länge des letzteren wird so bemessen, daß in der Funkenstrecke *c* die größte Funkenwirkung eintritt, das heißt, daß also dort ein Bauch der elektrischen Feldintensität vorhanden ist. Es ist alsdann $\lambda = 2\,l$, wenn l die Länge des Empfängerdrahtes bezeichnet.

Digitized by Google

Eine damals von Slaby und Seibt mit Funkenmikrometer an einem unsymmetrischen Empfänger obiger Art, welcher durch einen symmetrischen Hertzschen Oszillator erregt wurde, aufgenommene Spannungsverteilungskurve, bei welcher 100—0 den vertikalen Ast und 0—200 den horizontalen Ast des Empfängers darstellt, zeigt Abb. 675. Mit 0 ist die Knickstelle des Empfängers

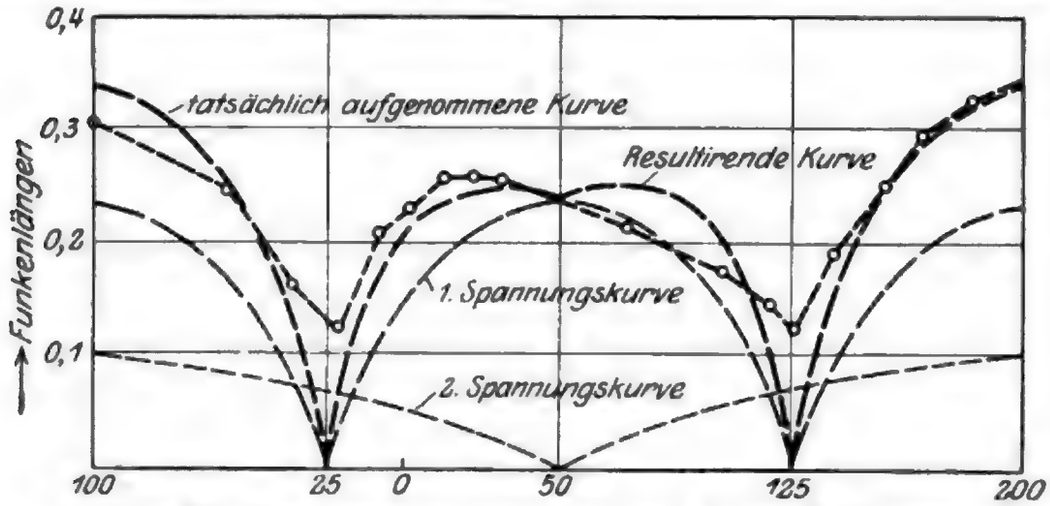


Abb. 675. Spannungsverteilungskurve beim offenen Meßsystem.

bezeichnet. Aus der Abbildung ist zu ersehen, daß die tatsächlich aufgenommene Spannungskurve der resultierenden berechneten Kurve sehr ähnlich ist.

Der nächste Fortschritt ist durch die Slabysche Anordnung (1900) entsprechend Abb. 676 gekennzeichnet. An den Stellen *b c* und *g* sind Knoten der Spannungsverteilung, in *a d e* und *f* Bäuche, und zwar ist der Spannungs-

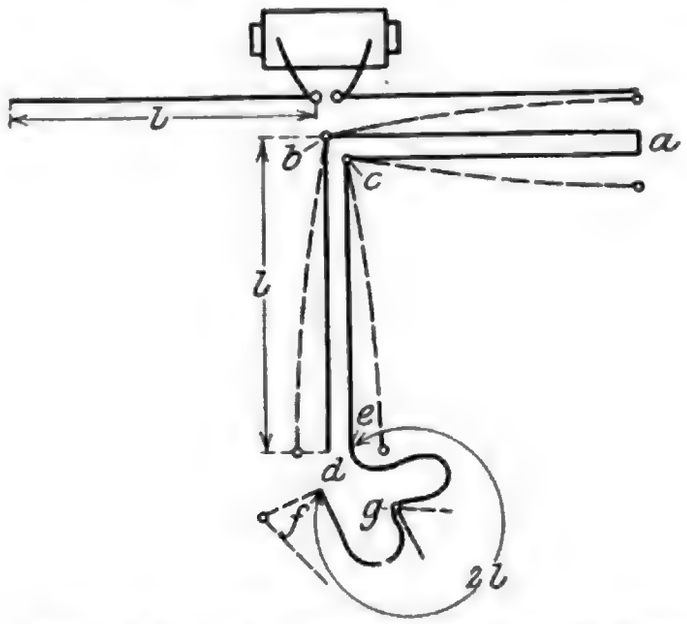


Abb. 676. Multiplikatoranordnung von A. Slaby.

bauch im freien Ende bei *f* am größten. Auch die Rückwirkung des freien Endes *f g e* auf das System *a b c d e* konnte nachgewiesen werden.

Da die Drahtlänge *e g f* in seiner Handhabung ziemlich unbequem war, wickelte Slaby dieselbe spulenförmig auf und fand hierbei eine weitere Steigerung. Die so gebildete Spule wurde aus diesem Grunde „Multiplikator" genannt und konnte ohne weiteres zur Abstimmung des Empfängers auf den Sender, also zur Wellenlängenmessung benutzt werden.

Digitized by Google

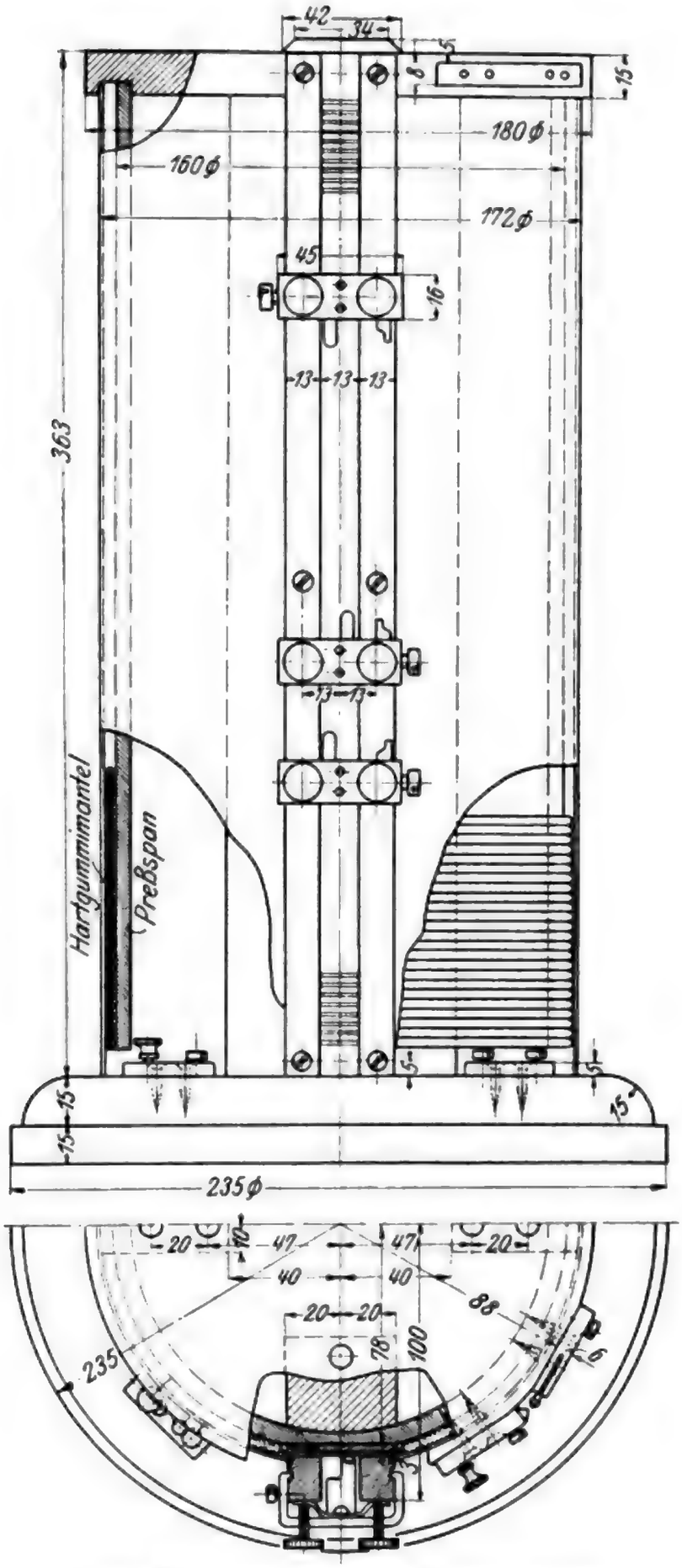


Abb. 677. Resonatorspule von Arco-Slaby.

B. Die Resonatorspule von Arco-Slaby.

Die im vorstehenden geschilderte Multiplikatorspule wurde direkt zur Wellenlängenmessung ausgebildet und Resonatorspule genannt. Abb. 677 gibt eine zeichnerische Ansicht der Spule, Abb. 678 zeigt eine Photographie derselben.

Auf den blank gemachten Drahtwindungen in der Mitte der Spule schleifen zwei Kontakte, welche einerseits mit der oben angebrachten, regulierbaren Meßfunkenstrecke, hinter der in einem Kästchen die „Fritterkapazität" untergebracht ist, andererseits mit Erde verbunden sind. Eine Schaltmöglichkeit der Spule ist in Abb. 22, S. 40 dargestellt. Mittels eines weiteren Schiebekontaktes können Teilbeträge der Spule kurzgeschlossen werden, was auch geschah, um das schädliche Mitschwingen der nicht benutzten Spulenwindungen zu verhindern. Die Spule war außen mit einem Hartgummischutzmantel umgeben.

Abb. 678. Resonatorspule.

Zur Abstimmung und Wellenlängenmessung wurde die Resonatorspule an das untere Ende des Sendeluftleiters angeschlossen und so erregt oder aber, wenn genügend Kopplungsselbstinduktion zur Verfügung stand, auch induktiv erregt. Bei Abstimmung ist die Erregung der Resonatorspule und infolgedessen der Funkenübergang in der Meßfunkenstrecke ein Maximum.

Bezüglich der Art des Schwingens der Resonatorspule ist folgendes zu bemerken:

Ist die Resonatorspule isoliert angeordnet, schwingt sie bei Resonanz in $\lambda/_2$.

Ist diese am unteren Ende geerdet, schwingt sie in $\lambda/_4$.

Zur Abstimmung des Empfängers wird die Meßfunkenstrecke zweckmäßig durch einen Kohärer, Detektor usw. ersetzt; hierbei ist die Kohärerkapazität zu berücksichtigen.

Der Vorteil der Resonatorspule war Billigkeit in der Herstellung und Konstanz der einmal geeichten Spule.

Nachteile sind geringe Empfindlichkeit und Meßungenauigkeit, sowie eine nicht unerhebliche Kapazitätsempfindlichkeit. Für sehr große Wellenlängen kann die Resonatorspule überhaupt nicht inbetracht kommen.

Trotz ihrer Mängel wurde schon 1902 von O. Scheller mit ihr der Kopplungsgrad festgestellt, wobei Spulen benutzt wurden, die nach Art von Gewichtssätzen zusammengestellt werden konnten, um so den gewünschten Wellenlängenwert herzustellen. Auch für Dämpfungsmessungen, sowie zur Feststellung von Mehrwelligkeit konnte die Resonatorspule benutzt werden.

C. Der Multiplikationsstab von Slaby.

Der Multiplikationsstab ist aus der Resonatorspule hervorgegangen und besitzt dieser gegenüber die Vorteile, Wellen beliebiger Länge messen zu können, empfindlicher sowie leichter transportabel zu sein und eine größere Meßgenauigkeit zueinander zu besitzen.

Um eine größere Empfindlichkeit und Meßgenauigkeit zu erzielen, war es erforderlich, eine möglichst hohe Oberflächenspannung am Spulenende hervorzurufen,

Digitized by Google

die ihrerseits von der elektrostatischen Kapazität der Spule, die ein Minimum sein muß, und der magnetischen Kapazität und Selbstinduktion, die ein Maximum zu sein hat, abhängt. Dieses wurde von Slaby (1903) dadurch erreicht, daß er Spulen aus sehr feinem Draht mit geringer Ganghöhe wickelte. Eine derartige Spule besitzt keine nennenswerte Fernwirkung, da ihre Wirkung durch Hertzsche Strahlung sehr gering ist. Hingegen ist ihre Spitzenstrahlung beträchtlich. Um ferner eine Rückwirkung der Spule auf das zu messende System auszuschließen, und um zu vermeiden, daß die Schwingungskapazität der Spule durch die Lage derselben zum Erregerkreis beeinflußt wird, was bei direktem Anschluß der Spule meist der Fall ist, koppelte Slaby den Multiplikationsstab induktiv mit dem zu messenden System. Es konnten alsdann die stärksten Spitzenstrahlungen bei verhältnismäßig geringster Spulenenergie erzielt werden, wenn die Kopplung des Stabes mit dem Erregersystem im Spannungsbauch stattfand. Bei Messung eines geschlossenen Schwingungskreises wird daher zweckmäßig der Multiplikationsstab in Nähe der Verbindungsleitung zwischen Spule und Kondensator gehalten, und es wird, um die Strahlwirkung zu erhöhen, an die Verbindungsleitung eine kleine Spitze angebracht.

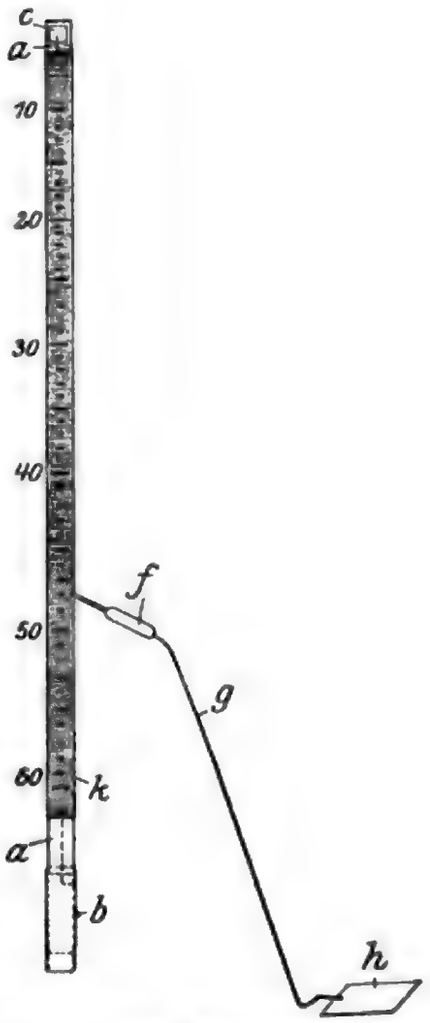


Abb. 679. Multiplikationsstab von Slaby.

Die Konstruktion des Multiplikationsstabes geht aus Abb. 679 hervor. Auf ein dünnes, langes Glasrohr *a*, welches an seinem unteren Ende mit einem metallischen Handgriff *b* versehen ist, ist der wirksame Spulendraht *k* aufgewickelt. Derselbe bestand im allgemeinen aus seidenumsponnenem Kupferdraht von 0,1 mm Kerndurchmesser, so daß sich eine Ganghöhe von reichlich 0,2 mm ergab. Das obere Ende des den Multiplikationsstab bildenden Drahtes ist z. B. gemäß Abb. 680 ausgestreckt, und über ein kleines Schirmchen *c*, welches mit Bariumplatinzyanirpapier bestrichen ist, in welches Blattgold hineingerieben ist, gelegt. Hier bilden sich, sobald das Ende der Multiplikationsspule, welche durch Berührung mit dem metallischen Handgriff *f* sich in Resonanz mit dem Erregerkreise befindet, büschelförmige, leicht leuchtende Entladungen aus. Übrigens wurde dieses obere Ende des Stabes auch noch anders gestaltet, insbesondere wurde zweckmäßig das Spulenende mit einer kleinen Heliumröhre als Resonanzindikator verbunden.

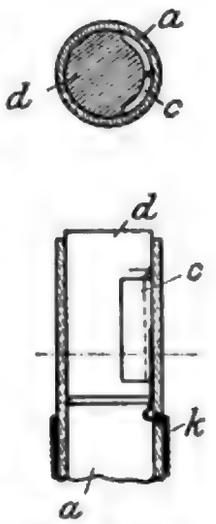


Abb. 680. Oberes Ende des Multiplikationsstabes.

Die Handhabung und Wirkungsweise des Multiplikationsstabes waren also derartig, daß der metallische Handgriff *b* z. B. mit der linken Hand gehalten wurde, daß der Multiplikationsstab dem zu messenden System genähert wurde, und daß man den mittels des mit Erdplatte verbundenen Handgriff *f* so lange auf den Spulenwindungen verschob, bis die größte Büschel- oder Strahlwirkung am oberen Spulenende eintrat. Hielt man *f* in

Digitized by Google

der rechten Hand, so war das zwischen *f* und *b* befindliche Spulenende also kurzgeschlossen, und es konnte hierdurch, wenn es im Verhältnis zur Gesamtspulenlänge groß war und in das Gebiet der Eigenschwingung des anderen Spulenendes hineinkam, die Meßgenauigkeit mehr oder weniger gefälscht werden.

Im Fall daß der Multiplikationsstab mit dem ihn erregenden System sich in Resonanz befindet, schwingt er in $\lambda/4$ oder einem Vielfachen davon, und zwar so, daß der Spannungsbauch am freien Ende des Multiplikationsstabes, der Knoten an der Erdungsstelle liegt.

Es kommt auf den richtigen Abstand zwischen Stab und Schwingungssystem an. Bei zu geringem Abstand wird infolge der großen Intensität der Bariumplatinzyanirschirm zerstört, und die Wellenlängenmessung wird infolge der Rückwirkung und Kapazitätsvermehrungen gefälscht. Bei zu geringer Entfernung reicht die Energie für die Sprühwirkung nicht mehr aus.

Abb. 681. Transportkasten mit drei Stäben.

Einen Aufbewahrungs- und Transportkasten mit drei Stäben für einen Wellenbereich von 120—1000 m zeigt Abb. 681.

Die Vorteile des Multiplikationsstabes waren Handlichkeit, Billigkeit und direkte Ablesungsmöglichkeit der Wellenlänge, welche nach erfolgter Eichung direkt auf den Spulendraht aufgeschrieben wurde. Ferner war der Multiplikationsstab verhältnismäßig wenig gedämpft und zeitlich unveränderlich.

Seine Nachteile sind Kapazitätsempfindlichkeit, Abhängigkeit von der Luftfeuchtigkeit und von der Beschaffenheit des Bariumplatinzyanirschirmes, der allerdings durch eine Heliumröhre ersetzt werden konnte. Ferner kann der außerordentlich feine Spulendraht mechanisch leicht beschädigt werden und ergibt alsdann falsche Meßresultate. Der wesentlichste Nachteil des Multiplikationsstabes ist jedoch der, daß quantitative Messungen mit ihm fast ausgeschlossen sind, daß der Eichfehler häufig mehr als 10% beträgt, und daß nur die Messung der Wellenlängen mit ihm möglich ist. Eine Messung des Kopplungsgrades, der Kapazität, Selbstinduktion und der Dämpfung ist ausgeschlossen.

D. Der Spulenwellenmesser von Eisenstein.

Die Anordnung von Eisenstein, welche dem Slabyschen Multiplikationsstab sehr ähnlich ist, geht aus Abb. 682 hervor. Es soll hierbei der Vorteil der konstanten Kopplung dadurch erreicht werden, daß die Kapazität des Systems konstant bleibt, bzw. daß die Kapazität und Selbstinduktion nicht wesentlich verändert werden. Die Nachteile des Multiplikationsstabes, bestehend in der undefinierten Verbindung mit Erde und der dadurch bedingten Verschiedenheit der Wellenausbildung, Eichung und Dämpfung, bleiben bestehen. Es ist kaum möglich, etwas anderes als die Wellenlänge zu messen.

Wie aus der Abbildung hervorgeht, wird sich an dem mit der isoliert angeordneten Spule Kontakt machenden Gleitstift *d* stets ein Strombauch

Digitized by Google

ausbilden. In unmittelbarer Nähe dieses Gleitstiftes *d*, also im Strombauch, ist über der Spule *b* und isoliert von ihr eine Sekundärspule *e* angeordnet, welche mit einer Glühlampe *f* versehen ist. Diese beleuchtet eine Selenzelle *g*, welche mit einer Stromquelle *h* und einem Indikationsinstrument *i* verbunden ist.

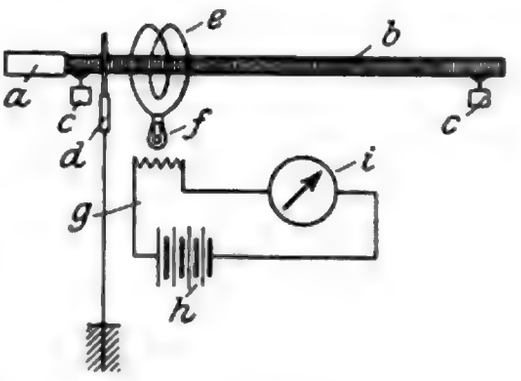


Abb. 682. Spulenwellenmesser von Eisenstein.

Im Resonanzfall bildet sich bei *d* der Strombauch aus. Die Glühlampe soll nach Eisenstein selbst bei loser Kopplung zum Leuchten kommen und auf die Selenzelle einwirken.

Wenn auch die Anordnung aus naheliegenden Gründen in dieser Form selbstverständlich nicht brauchbar ist, so könnte die Glühlampen-Selenzellenkombination doch durch ein Thermoelement, Bolometer oder dergleichen ersetzt werden. Diese Anordnung jedoch, wie in noch höherem Grade die Selenzelle rauben dem Multiplikationsstab seinen hauptsächlichsten Vorteil, nämlich seine Einfachheit.

E. Die Meßspule von Murgas.

Gleichfalls eine Selbstinduktionsspule zur Messung der Wellenlänge eines Senders hat Murgas (1906) angegeben. Das Schaltungsschema geht aus Abb. 683 hervor. Die variable Spule *f* wird unter Vermittlung der kammartigen Spitzen *e* elektrostatisch mit den entsprechend ausgeführten Spitzen *d* des Schwingungskreises *a b c b* gekoppelt. Die Spule *f* ist mit einem Schieber versehen, die Wellenlänge kann somit stufenweise verändert werden. Einerseits am Schieber, andererseits am Ende der Spule liegt das eine gewisse Kapazität darstellende Kondensatormikrophon *g*. Sobald *f g* sich in Resonanz mit dem geschlossenen Schwingungskreis befindet, ist die elektrostatische Felddichte zwischen den Platten von *g* am größten, und das Kondensatormikrophon soll laut tönen.

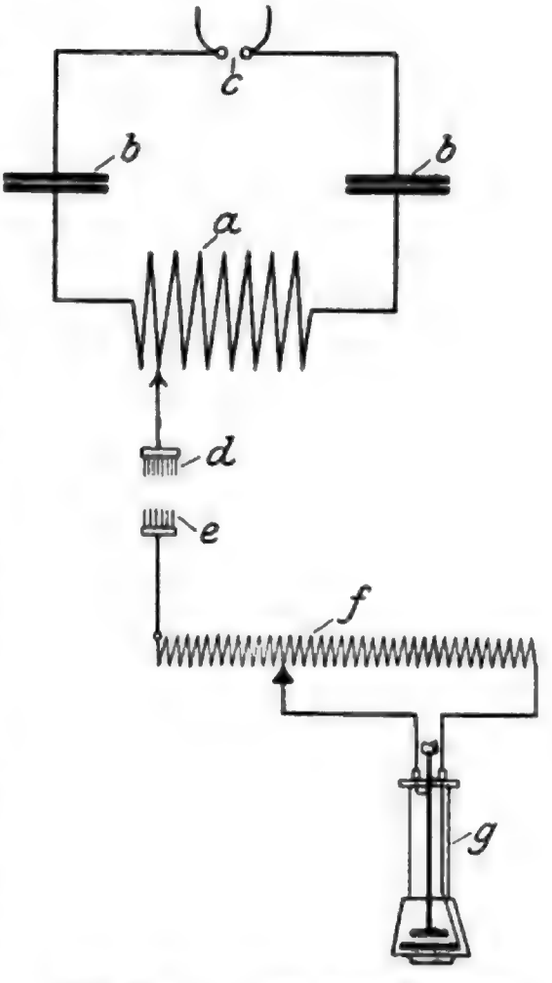


Abb. 683. Meßspule von Murgas.

Da die Kapazität des Kondensatormikrophons mittels einer Schraube regulierbar und definiert ist, ist die Wellenlänge des so gebildeten Kreises *f g* im großen ganzen ebenfalls bestimmt.

Die Nachteile dieses Wellenmessers, der im übrigen für ungedämpfte Schwingungen wohl kaum inbetracht kommt, sind offensichtlich.

Digitized by Google

5. Frequenzmesser mit geschlossenem Resonanzschwingungssystem.

A. Mit Strom- oder Spannungsindikator. Einstellung der Wellenlänge und Ablesung derselben nacheinander.

a) Kalibrierte Schwingungskreise, ideales Frequenzmeßsystem.

α) Resonanzkreis von Janet.

Als erster Frequenzmesser, bestehend aus einem geschlossenen, veränderlichen Resonanzkreise mit Resonanzindikator, ist wohl die Anordnung von M. P. Janet (1892) entsprechend Abb. 684 anzusehen.

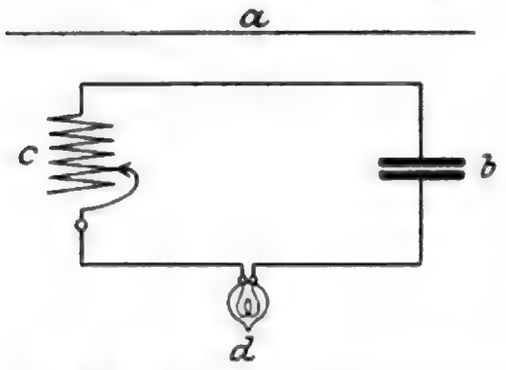


Abb. 684. Kalibrierter Schwingungskreis von Janet.

Bei der Nachprüfung der E. Thomsonschen Versuche, und um den Grund des Aufleuchtens einer zu einem hochfrequenzstromführenden Leiter parallel geschalteten Glühlampe zu finden, ließ Janet den Hochfrequenzleiter *a* auch bereits induktiv auf den die Glühlampe enthaltenden Leiter einwirken. Er bog die Enden des letzteren zusammen und schaltete einen Kondensator *b* (Leydener Flasche) und eine variable Selbstinduktion *c* ein. Sobald dieser Kreis in Resonanz mit der Schwingungsfrequenz des Leiters *a* war, leuchtete die Lampe *d* hell auf.

β) Geeichter veränderlicher Meßschwingungskreis von Bjerknes.

1895 hat Bjerknes gelegentlich seiner klassischen Arbeiten über Dämpfungsmessungen den geeichten, veränderlichen Meßschwingungskreis beschrieben, welcher mit einem Strom- oder Spannungsindikator für Maximal- oder Integraleffekt verbunden werden sollte. Gegenüber diesem Wellenmesser stellen alle nun folgenden Wellenmeßsysteme mit geschlossenem Resonanzschwingungssystem und Resonanzindikator nur Weiterentwicklungen und Verbesserungen dar.

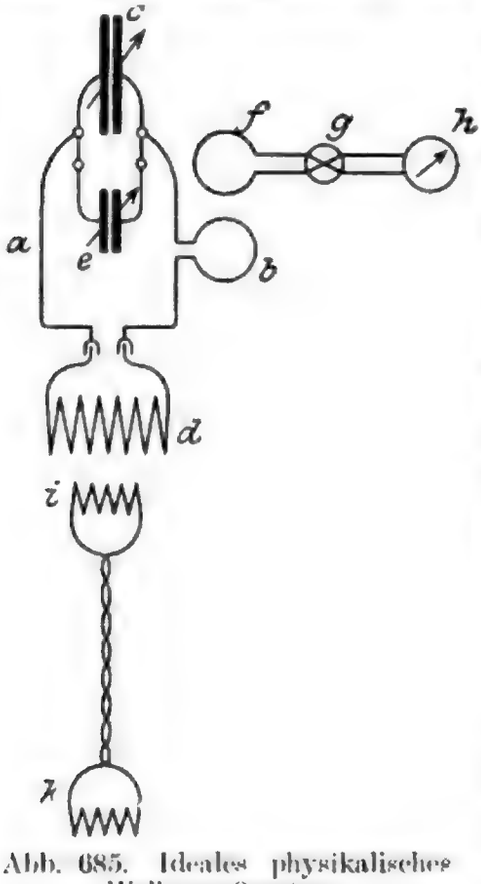


Abb. 685. Ideales physikalisches Wellenmeßsystem.

Eigentümlich ist es, daß das Bjerknessche Resonanzwellenmeßsystem jahrelang in die Praxis der drahtlosen Telegraphie nicht Eingang gefunden hat, daß man sich vielmehr lange Zeit hindurch bemühte, mit den viel unvollkommeneren offenen Schwingungssystemen, wie z. B. der Arco-Slabyschen Spule, auszukommen.

γ) Ideales Meßsystem. Physikalischer Frequenzmesser (J. Zenneck).

Dem Bjerknesschen Meßsystem ist der in Abb. 685 wiedergegebene „ideale physikalische Wellenmeßkreis" sehr ähnlich. Derselbe besteht aus einem veränderlichen Kondensator *c*, welchem zweckmäßig, um in der Nähe des Resonanzpunktes eine Feineinstellung ausführen

Digitized by Google

zu können, noch ein kleiner, regulierbarer Kondensator *c* parallel geschaltet ist, aus einer Drahtleitung *a*, in welche eine Kopplungsschleife *b* für die Ankopplung des Resonanzindikators eingeschaltet ist und einer auswechselbaren Spule *d*. Mit der Kopplungsschleife *b* im allgemeinen lose gekoppelt und im übrigen beliebig koppelbar ist eine zweite Schleife *f*, in welche ein Resonanzindikator *g* eingeschaltet ist, der seinerseits ein Indikationsinstrument *h* betätigt.

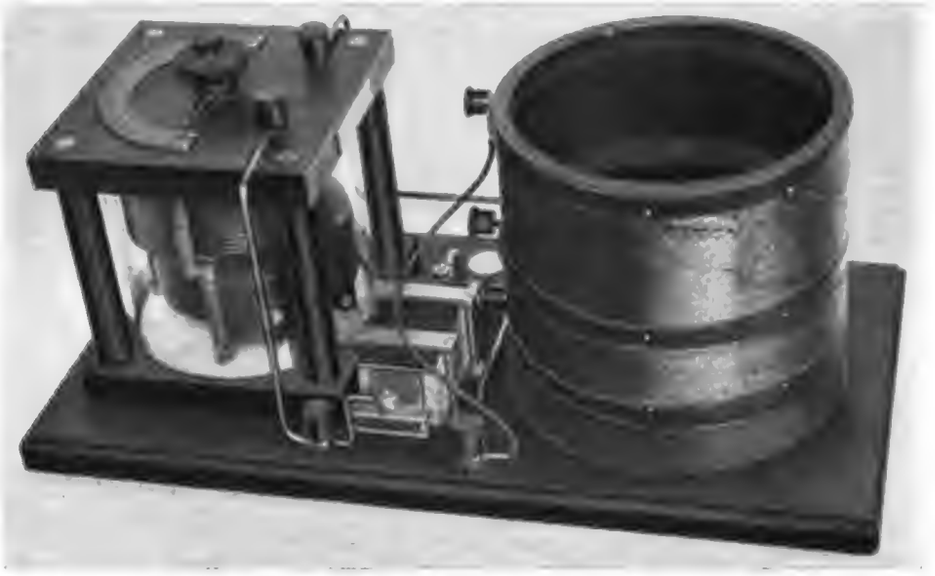


Abb. 686. Ausführungsbeispiel eines idealen physikalischen Wellenmeßkreises.

Die technische Ausführung eines derartigen „idealen, physikalischen Wellenmeßkreises" der Lorenz A.-G. zeigt Abb. 686, welcher hergestellt wurde, um für Laboratoriumsmessungen einen möglichst schwach gedämpften Resonanzkreis zur Hand zu haben.

Der Kondensator *c* ist hierbei ein geeichter, ausbalanzierter und mit Feststellvorrichtung versehener Drehplattenkondensator (links in der Abbildung),

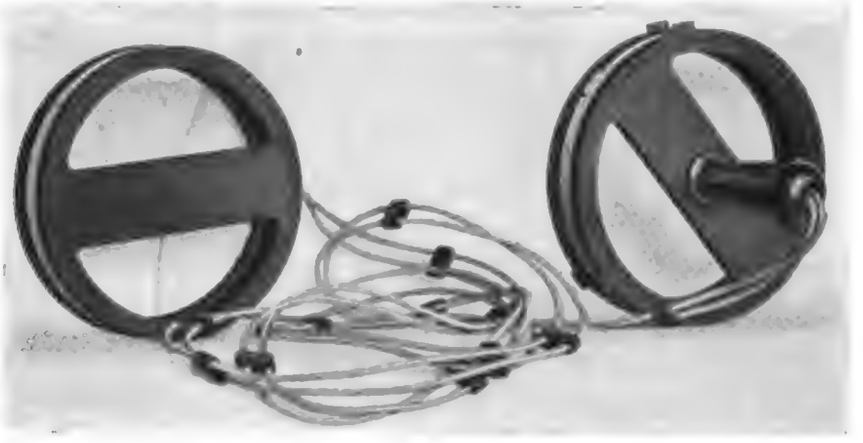


Abb. 687. Übertragungssystem.

welcher durch versilberte Rohrleitungen mit einer einlagigen, aus fein unterteilter Lackdrahtlitze mit einem geringen Einzeldrahtdurchmesser (0,07 mm) gewickelten Zylinderspule *d* (rechts in der Abbildung) verbunden ist.

Um den Meßbereich zu erhöhen, ist diese Spule noch durch einen in ein drittel Höhe von unten sichtbaren Kontaktanschluß unterteilt. In die eine Zwischenleitung zwischen Kondensator und Spule ist ein elektrisch großer Glimmer-

Digitized by Google

kondensator eingeschaltet, zu welchem parallel, um eine konstante Kopplung zu erzielen (siehe unten), ein Hitzdrahtinstrument oder ein anderer passender Energieanzeiger geschaltet werden kann.

Die Kopplung des Meßsystems mit dem zu messenden Kreise erfolgt zweckmäßig mittels eines Übertragsystems *i k* (Abb. 685), welches keine reflektierende Kondensatoren und infolgedessen keine Eigenschwingung besitzt. Auf diese Weise wird auch sicher vermieden, daß von dem zu messenden System aus, sofern dieses ein Sender ist, direkt auf den Resonanzindikator, bzw. dessen Kopplungsschleife induziert wird.

Die technische Ausführung eines derartigen, keine Eigenschwingungen besitzenden Übertragungssystems ist in der Abb. 687 (siehe auch die identische Abb. 977, II, S. 136) wiedergegeben. Die rechts ersichtliche Spule der Kopplungsschleife kann z. B. mittels des an ihr angebrachten, aus Isoliermaterial bestehenden Handgriffes in die Zylinderspule von Abb. 686 eingetaucht werden, wenn eine feste Kopplung erzielt werden soll. Sie entspricht mithin der Spule *i* von Abb. 685.

Der gleichmäßige Abstand der bei dieser Ausführung parallel geführten, also nicht verdrallten Litzenleiter ist durch kleine Hartgummizwischenstücke, welche gleichfalls aus Abb. 687 ersichtlich sind, gewährleistet.

Mittels eines derartigen Zwischensystems ist es auch möglich, eine konstante oder wenigstens annähernd konstante Kopplung des Meßsystems bei allen Einstellungen desselben zu erzielen (O. Scheller, 1907), da immer derselbe Prozentsatz der gesamten Selbstinduktion oder Kapazität des Meßsystems zum Koppeln benutzt werden kann.

Bezüglich der Ausführung des Meßkreises selbst ist prinzipiell zu bemerken, daß sowohl alle Verluste durch Ohmschen Widerstand, Skineffekt und Wirbelströme, als auch durch gegenseitige Induktion nach Möglichkeit vermieden werden müssen.

Zu diesem Zweck sollen der veränderliche Hauptkondensator *c* und auch der eventuell zu verwendende Parallelkondensator *e* ein Drehplattenkondensator mit Luftdielektrikum sein. Die Handgriffe, mit welchen die Drehplatten der Kondensatoren bedient werden, sind zweckmäßig möglichst lang und aus Isolationsmaterial herzustellen, um eine durch die Hand bewirkte Kapazitätsvergrößerung und Beeinflussung möglichst auszuschließen.

Als Leitermaterial für die Zuleitungen *a* und für die Kopplungsschleifen *b* und *f* wird entweder dünnes hochkantgestelltes Silber- oder Kupferband oder ein unterteilter Litzendraht gewählt. Die Spule *d* ist zweckmäßig auswechselbar und, um eine möglichst große Wellenskala zu erzielen, gegen kleinere, bzw. größere Spulen vertauschbar. Diese Spulen werden als einlagige Zylinderspulen ausgeführt und gleichfalls entweder mit fein unterteiltem Litzendraht oder mit sehr dünnem Kupfer- oder Silberband bewickelt.

Es kommt bezüglich der Wahl des Resonanzindikators g darauf an, welche Energie im Wellenmeßsystem zur Verfügung steht. Da aber in jedem Falle die durch den Resonanzindikator bewirkte Dämpfung eine möglichst geringe sein soll, muß dieses Instrument möglichst wenig Energie verzehren und muß möglichst lose mit dem Meßsystem gekoppelt werden und dennoch einen für die Messung ausreichenden Ausschlag des Indikationsinstrumentes zulassen. Stehen daher größere Energien zur Verfügung, verwendet man Hitzdrahtinstrumente oder ähnliche. Ist hingegen die Energie nur sehr gering, also beispielsweise die Kopplung des Meßkreises mit dem zu messenden System nur eine sehr lose, so wendet man zweckmäßig Thermoelemente, Bolometer oder dergleichen an. Hiernach richtet sich die Art des zu verwendenden Indikationsinstrumentes *h*.

Digitized by Google

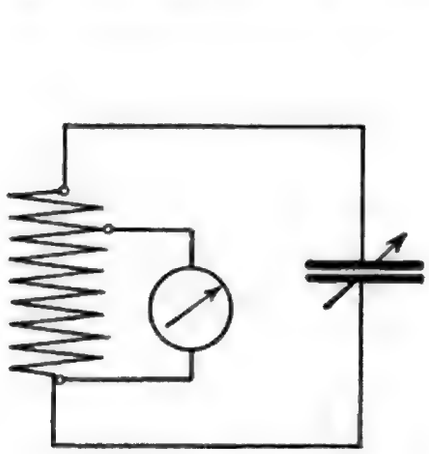
Infolgedessen ist es auch im allgemeinen nicht zulässig, den Resonanzindikator direkt in den Meßkreis einzuschalten, sondern man verwendet zweckmäßig eine variable selbstinduktive oder kapazitive Kopplung desselben, auf welche sogleich noch eingegangen wird.

Sofern es nur darauf ankommt, das Resonanzmaximum, also den Abstimmungspunkt festzustellen, kann man auch einen Spannungs-Resonanzindikator, wie z. B. eine luftverdünnte oder besser mit Helium, Neon, Argon oder dergleichen gefüllte Röhre oder auch einen Detektor mit Telephon verwenden.

δ) Konstante Kopplung und Dämpfung.

Besonderer Wert ist selbstverständlich darauf zu legen, daß sowohl die Kopplung als auch die Dämpfung des Meßkreises im gesamten Wellenbereich möglichst konstante sind.

Zu diesem Zweck wird gemäß den Abb. 688 und 689 (W. Hahnemann, 1906) der Resonanzindikator, welcher in diesen Abbildungen der Einfachheit



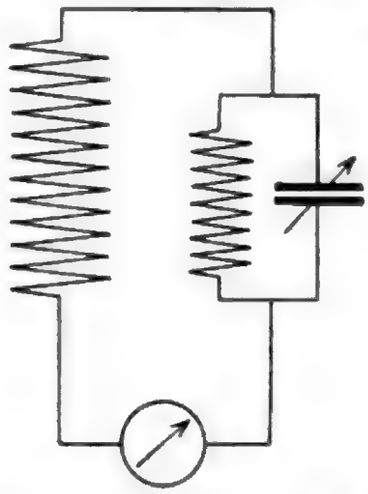


Abb. 688 und 689. Konstante Kopplung und Dämpfung des Meßsystems mit dem Resonanzindikator.

halber als Hitzdrahtinstrument gekennzeichnet ist, in entsprechender Weise vom Meßsystem abgezweigt, bzw. in dieses eingeschaltet. Hierfür und für die Meßkreisdämpfung sind folgende Gesichtspunkte maßgebend.

Die Dämpfung eines Resonanzkreises wächst c. p. mit zunehmender Kapazität, entsprechend der Formel

$$\mathfrak{d} = \frac{1}{150} \cdot \frac{C^{cm} \cdot w^{Ohm}}{\lambda^{m}}.$$

Für große Wellenlängen wäre daher, um die Dämpfung klein zu halten, eine große Selbstinduktion anzuwenden. Dem widersprechen aber der Ohmsche Spulenwiderstand, die notwendige Variabilität des Wellenmessers und der Wunsch, bei einem großen Wellenbereich mit wenigen stufenweise auswechselbaren Spulen auszukommen. Man muß daher einen nicht zu kleinen Kondensator anwenden, und es läßt sich dieser Teil der Dämpfung, der eine reine Verlustdämpfung darstellt, erstens nicht beliebig reduzieren, zweitens aber nicht ohne weiteres konstant machen.

Man kann sich allerdings (O. Scheller, 1907) dadurch helfen und die Dämpfung im Meßsystem wenigstens recht angenähert konstant halten, indem man eine kontinuierlich variable Selbstinduktion und einen gleichfalls kontinuierlich veränderlichen Kondensator, welche das Meßsystem bilden, mechanisch fest miteinander kuppelt, wobei die Größen der Selbstinduktion

und des Kondensators derartig gewählt sind, daß das Verhältnis $\frac{L}{C}$ stets konstant oder wenigstens nahezu konstant bleibt.

Es läßt sich ferner derjenige Dämpfungsbetrag, der durch Kopplung mit dem Energieanzeiger (Hitzdrahtinstrument) bewirkt wird, praktisch in ausreichendem Maße konstant machen, indem, entsprechend S. 129, (nach Hahnemann) in den Meßkreis bei allmählich variabler Kapazität ein besonderer, elektrisch entsprechend großer Kondensator und bei allmählich veränderlicher Selbstinduktion eine besondere Selbstinduktionsspule eingeschaltet wird, mit welcher direkt, kapazitiv oder induktiv das Indikationsinstrument verbunden wird. Hierdurch wird erreicht, daß die vom Energieanzeiger aufgenommene Energie in allen Bereichen nahezu dieselbe und somit die Kopplung fast konstant bleibt.

Diese Maßnahme, welche auch von Telefunken bei dem weiter unten beschriebenen großen Wellenmesser EGW. Anwendung gefunden hat, ist, wie schon bemerkt, in den Abb. 688 und 689 dargestellt. Bei allmählich veränderlicher Kapazität des Wellenmeßkreises wird von zwei Punkten der Selbstinduktion der Energieanzeiger galvanisch abgezweigt (siehe Abb. 688), oder es wird die Selbstinduktion geteilt, wobei beide Teile parallel geschaltet werden und der Energieanzeiger in einen Teil eingeschaltet wird (siehe Abb. 689). Oder es kann schließlich der Energieanzeiger induktiv angekoppelt werden, wobei aber durch eine entsprechend feste Konstruktion die einmal ermittelte Kopplung nicht veränderlich ist.

Das Gleiche gilt für die kapazitive Kopplung für den Fall, daß eine allmählich veränderliche Selbstinduktion (Variometer) im Wellenmeßsystem benutzt wird.

Entsprechend den obigen Ausführungen über den gleichen Meßkreis, welche auf den Arbeiten von Lodge, Oberbeck, Rieß und insbesondere Bjerknes beruhen, nachdem Wertheim-Salomonsohn schon 1900 einen ähnlichen Resonanzkreis benutzt hatte, um die Kapazität des menschlichen Körpers festzustellen, wurde von J. Zenneck im Winter 1901/02 ein Frequenzmesser für die Untersuchungen im Straßburger Laboratorium von Braun zusammengestellt. Derselbe bestand aus einer oder zwei Leydener Flaschen aus Flintglas, einem Drahtrechteck und einem auf diesem verschiebbaren, mit Ablesevorrichtungen versehenen Bügel, der zum Teil in Form einer Spule gewickelt war. Als Resonanzindikator verwendete Zenneck Bolometer oder Hitzdrahtthermometer für Messungen und Funkenstrecken oder Geißlerröhren für Demonstrationen. Die Eichung dieses Meßsystems geschah teils durch Versuche, teils durch Rechnungen, wobei für die verschiedenen Kondensatoren Eichtabellen aufgestellt wurden.

Ein derartiger Zenneckscher Wellenmesser wurde bei Versuchen von Braun, Brandes und Mandelstam im Frühjahr 1902 auf den Straßburger Forts benutzt. Die hierbei erzielten günstigen Resultate veranlaßten die Braun-Siemens-Gesellschaft für drahtlose Telegraphie zur Konstruktion des Koepsel-Francke-Dönitzschen Wellenmessers, auf welchen unter *ea* eingegangen ist.

ε) Einteilung der Wellenmesser.

Entsprechend dem Verwendungsgebiet und der Art der verlangten Transportfähigkeit und Meßgenauigkeit kann man die Frequenzmesser auch wie folgt einteilen:

1. Physikalische Frequenzmesser. Diese würden etwa den obigen Ausführungen entsprechen. Die elektrischen Verluste müssen hierbei ein Minimum darstellen, das System muß bei Unveränderlichkeit möglichst genau

Digitized by Google

definiert und berechenbar sein. Der Resonanzpunkt muß genau definiert sein. Der Eichfehler muß kleiner als 5% sein.

2. Technische Frequenzmesser. Bei diesen wird gefordert:

Direkte Angabe der Frequenz, bzw. der Wellenlänge, möglichst einfache Bedienung bei guter Empfindlichkeit in elektrischer Beziehung und geringer Empfindlichkeit gegen mechanische Stöße etc., Kleinheit der räumlichen Abmessungen, gute Transportfähigkeit, leichte Eichfähigkeit und möglichste Unveränderlichkeit.

3. Geeichte Frequenznormale. Diese sollten überall zum Nacheichen aufgestellt werden und an den wichtigsten Punkten, welche für drahtlose Nachrichten-Übermittlung inbetracht kommen, aufbewahrt werden, um nach Art des im Bureau der Maße und Gewichte im Pavillon de Bréteuil zu Sêvres bei Paris aufbewahrten Urmeters zur Nacheichung der in den verschiedenen Ländern, bzw. Behörden oder Firmen hergestellten und verwandten Wellenmesser zu dienen.

Die Wellenlänge von derartigen Frequenznormalen braucht selbstverständlich keine ganze Zahl zu sein, doch müßte jede Eichstation eine Reihe von derartigen Normalen in entsprechenden Abständen besitzen, zwischen denen die Unterteilungen als proportional angesehen werden können.

Für solche Normale kommen inbetracht Spulen von der Art der Multiplikationsstäbe, die etwa durch Einschließen im Vakuum konstant gehalten werden oder auch geeichte unveränderliche Kreise, die aus Spulen und Luftkondensatoren unter Anwendung entsprechender Vorsichtsmaßregeln bestehen.

b) Die Wellenmesser von Drude.

Drude hat sich vornehmlich damit beschäftigt (1902), exakte physikalische Frequenzmesser für die seinerzeit gebräuchlichen kleinen Wellenlängen herzustellen.

Für Wellen unterhalb 12 m Länge verwendete er ein Paralleldrahtsystem nach Art des Lecherschen mit aufgelegtem Metallreiter, welcher mit einem eine Skala bestreichenden Zeiger verbunden war. Als Resonanzindikator benutzte er gleichfalls eine auf das Paralleldrahtsystem gelegte Heliumröhre, welche im Spannungsbauch (Stromknoten) das Resonanzminimum anzeigte.

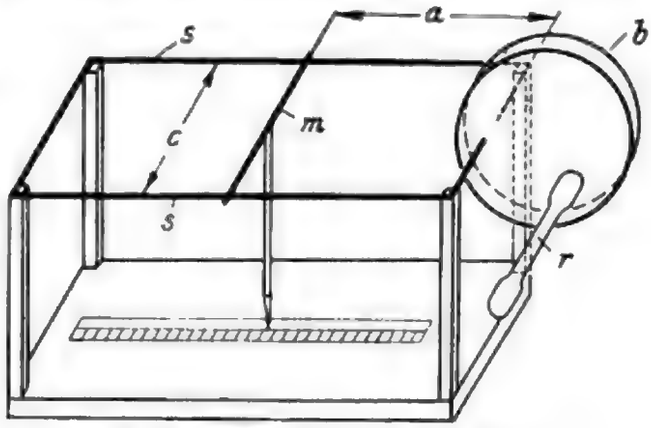


Abb. 690. Wellenmesser von Drude.

Für größere Wellen, etwa solche von 12 bis 50 m Länge, benutzte er das in Abb. 690 wiedergegebene Meßsystem, bei welchem außer den Paralleldrähten *s s* noch ein verstellbarer Plattenkondensator *b* in Luft oder Öl benutzt wurde. Auch hier ist ein Metallreiter *m* mit Zeiger und Eichskala vorhanden, als Resonanzindikator dient eine luftverdünnte Röhre *r*, welche zweckmäßig gegen den Kondensator gehalten wird. Die Verbindung des Kondensators mit dem Paralleldrahtsystem erfolgte mittels kleiner Quecksilbernäpfchen (in der Abbildung nicht gezeichnet).

Für noch längere Wellen verwandte Drude längere Paralleldrähte, welche er, um zu einer brauchbaren räumlichen Anordnung zu kommen, mehrere Male rechteckig knickte. Schließt man diese freien Enden der Paralleldrähte

nicht metallisch, wie dies z. B. Abb. 690 zeigt, sondern läßt sie frei endigen, so wird hierdurch die Wellenlänge noch weiterhin vergrößert. Diese Enden müssen alsdann besonders sorgfältig isoliert werden. Der Abstand der Drähte voneinander muß überall konstant sein, da sonst die halbe Eigenwellenlänge nicht mehr gleich der Länge der gesamten Drahtleitung ist. Der Abstand des Drahtsystems von Erde soll nicht unter 6 cm betragen.

Obwohl das Drudesche Meßsystem nur eine geringe Kapazitätsempfindlichkeit besitzt und die Eichung entsprechend leicht gefunden werden kann, und obwohl ferner das System so gut wie unveränderlich ist, hat es doch in die Praxis keinen Eingang finden können, und auch im Laboratorium wird es wohl selten angewandt. Dieses liegt daran, daß die Bedienung des Kondensators schwierig ist, und daß insbesondere die meist benutzten größeren Wellen mit dem System kaum herzustellen sind. Elektrisch kann aber auch noch der Übelstand eintreten, daß, wenn der Kondensator gegenüber der Kapazität der Paralleldrähte klein ist, man keinen quasistationären Stromkreis mehr hat.

c) Der geeichte Oszillator von Shoemaker.

Zwar keinen Resonanzkreiswellenmesser im eigentlichen Sinne, aber einen geeichten Oszillator, wobei zur Wellenlängenmessung der Resonanzindikator

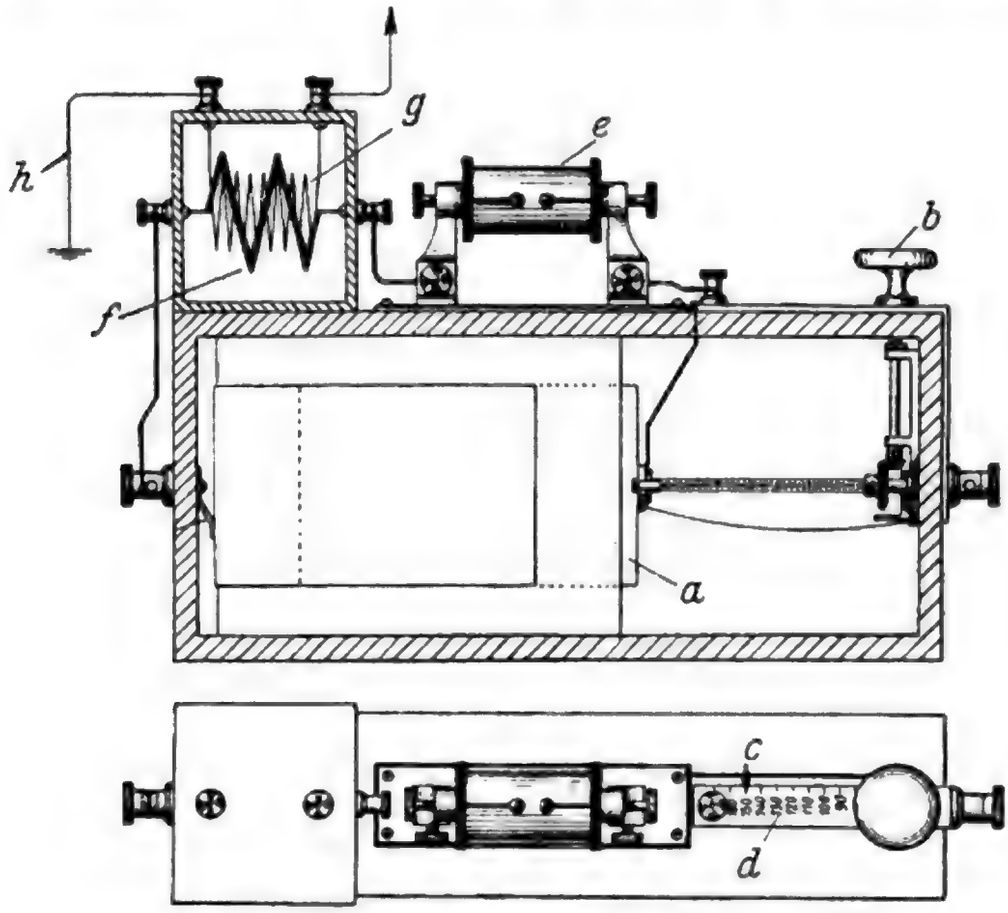


Abb. 691. Geeichter Oszillator von Shoemaker.

in das vom Oszillator angestoßene System eingeschaltet wird, hat Shoemaker 1902 angegeben.

Die nach vorstehendem ohne weiteres verständliche Anordnung zeigt Abb. 691. *a* ist ein veränderlicher Plattenschiebekondensator, welcher mittels

eines Kegelradantriebes durch einen Knopf *b* bedient wird. An den Schiebeplatten ist ferner ein Zeiger *c* angebracht, welcher eine in Wellenlängen geeichte Skala *d* bestreicht. Über eine Funkenstrecke *e* und eine Spule *f* ist der Oszillatorschwingungskreis geschlossen und erzeugt je nach der jeweilig eingestellten Kapazitätsstellung des Kondensators *a* Schwingungen einer bestimmten Frequenz. Diese werden induktiv mittels der Spule *g* auf das zu messende System, z. B. auf die Antenne *h* übertragen.

Um mit dem Apparate einen größeren Wellenbereich beherrschen zu können, kann man die Spule *f* gegen größere oder kleinere Spulen auswechselbar machen. Der Apparat nimmt wenig Platz in Anspruch, erfordert allerdings zu seinem Betriebe stets einen kleinen Induktor nebst Batterie. Bei zu starker Belastung kann infolge Büschel- und Sprühentladungen des Schiebekondensators der Oszillator unter Umständen nicht unerhebliche Verluste aufweisen. Genaue quantitative Messungen sind mit dem geeichten Oszillator selbstverständlich nicht möglich; wohl aber kann er bei Montagen gute Dienste zur Abstimmung des Luftleiters usw. leisten.

d) Der Variometer-Frequenzmesser von Ives-de Forest.

Dieser Frequenzmesser, welcher etwa 1904 bekannt wurde, verwendet eine kontinuierlich veränderliche Selbstinduktion und, da diese nur in geringen Grenzen geändert werden kann, noch eine stufenweise variable Kapazität.

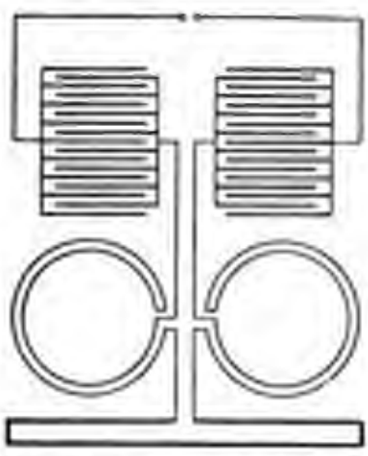


Abb. 692. Variometer-Frequenzmesser von Ives-de Forest.

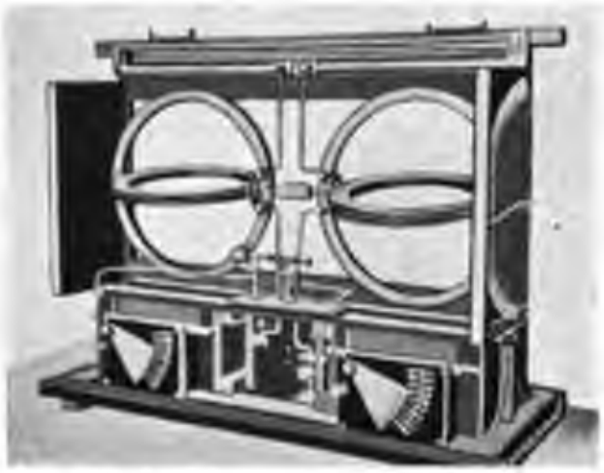


Abb. 693. Ausführungsbeispiel des Variometer-Frequenzmessers von Ives-de Forest.

Das Schaltungsschema dieses Frequenzmessers, gleichfalls wieder als geeichter Oszillator geschaltet, zeigt Abb. 692, während ein Ausführungsbeispiel Abb. 693 wiedergibt.

Die Anordnung ist vollkommen symmetrisch gehalten. Auf jeder Seite befinden sich Blockkondensatoren, von denen ein entsprechender Betrag durch Stufenschalter eingeschaltet werden kann. Über diesen als Glasplattenkondensatoren ausgeführten Kapazitäten ist je eine Selbstinduktion angeordnet, welche aus je zwei auf Zylinderflächen gewickelte Spulen bestehen, von denen die eine fest und die andere in dieser drehbar ausgeführt ist, derart, daß mit der Verdrehung der Spulen gegeneinander die Felder verdreht und somit die Beträge der gegenseitigen Induktion verschieden gemacht werden. Hierdurch ist eine allmähliche Selbstinduktionsvariation gewährleistet.

Die beiden beweglichen Spulen sitzen auf einer gemeinsamen durchgehenden Welle, die seitlich eine Kurbel nebst Zeiger- und Eichskala besitzt. Für die

Digitized by Google

Ablesung der letzteren ist ferner die Anzahl der jeweilig eingeschalteten Kondensatoren maßgebend.

Abgesehen von den in einem Meßsystem, welches im übrigen transportabel sein soll, recht unerwünschten Glasplattenkondensatoren kommt die Größe der räumlichen Abmessungen dieser Konstruktion als Nachteil inbetracht.

c) Wellenmesser von Telefunken.

α) Der Koepsel-Franke-Dönitzsche Wellenmesser.

Auf Grund der oben auf S. 642 beschriebenen Arbeiten von Zenneck wurde 1902 von der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie, System Professor Braun

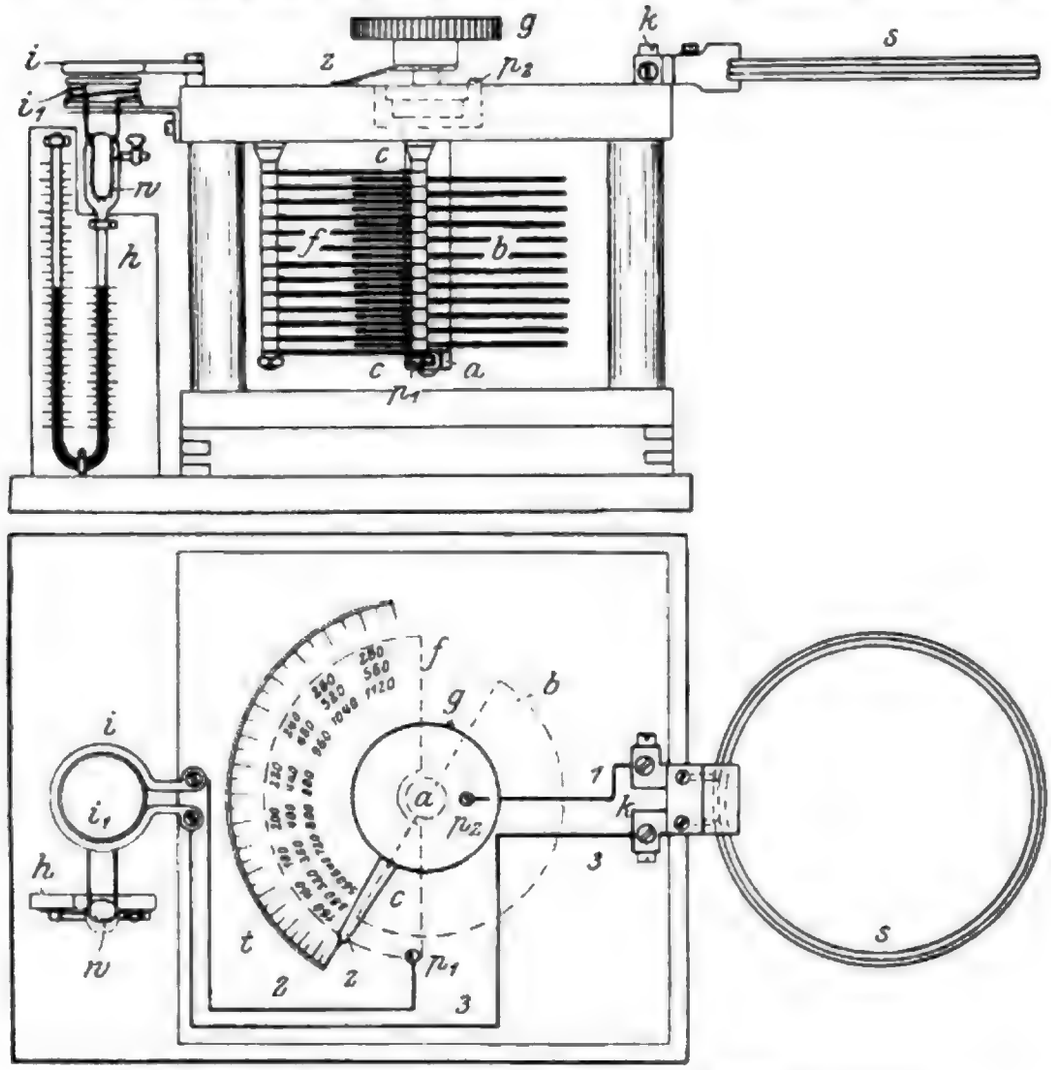


Abb. 694. Koepsel-Franke-Dönitzscher Wellenmesser.

und Siemens-Halske unter Verwendung des Koepselschen Drehplattenkondensators (siehe II, Abb. 894, S. 91) zuerst von Koepsel und späterhin von Franke-Dönitz der Resonanzkreiswellenmesser ausgebildet, welcher der erste technisch brauchbare Frequenzmeßapparat war und gleichzeitig dazu diente, alle erforderlichen Messungen, wie Messung von Kapazitäten, Selbstinduktionen, Kopplungsgraden, Dämpfungen usw. auszuführen.

Die Anordnung zeigt Abb. 694 in Aufriß und Grundriß. (Siehe auch Abb. 719, S. 667.)

f sind die festen Platten des Koepselschen Drehplattenkondensators, *b* die beweglichen. Die letzteren sind an einer Achse befestigt, so daß sie mit einem

Digitized by Google

Handgriff in die gleichfalls halbkreisförmig gestalteten beweglichen Platten mehr oder weniger hinein oder hinausgedreht werden können. Die auf diese Weise bewirkte Kapazitätsveränderung, welche gleichfalls die Wellenvariation ergibt, ist mittels eines Zeigers z an einer Skala t abzulesen. Vom Kondensator geht es unter Verwendung von fest verlegten Zwischenleitungen nach den Stöpselkontakten k, in welche verschieden große Selbstinduktionsspulen s eingestöpselt werden können. Wird durch den veränderlichen Drehplattenkondensator, welcher, um eine möglichst große Kapazitätsvariation zu erzielen, in einem mit Paraffinöl gefüllten Gefäß angeordnet ist (in der Abbildung weggelassen), die Wellenlänge in gewissem Bereiche kontinuierlich variiert, so erfolgt die stufenweise Variation der Wellenlänge in großem Bereiche durch verschieden groß bemessene Spulen s, welche aus Massivkupferdraht freitragend gewickelt waren.

Unter Verwendung von fünf auswechselbaren Selbstinduktionsspulen war bei reichlicher Überlappung ein Wellenbereich von 500 bis etwa 3200 m λ zu erzielen.

In die Zwischenleitung zwischen Spule und Kondensator ist noch ein Kopplungsring i eingeschaltet, mittels dessen auf eine Sekundärspule, welche verschiebbar angeordnet ist, induziert werden kann, mit welch letzterer der Resonanzindikator w gekoppelt wird. Bei der Ausführung nach der Abb. 694 ist dieses ein Rießsches Hitzdrahtthermometer, welches in Abb. 695 in vergrößertem Maßstabe besonders wiedergegeben ist. Durch Erwärmung des Hitzdrahtes wird die Luft im Glaskolben in bekannter Weise ausgedehnt, wodurch die Flüssigkeit im offenen Schenkel des Thermometers steigt. Als Flüssigkeit im Thermometer wird zweckmäßig mit Eosin vermischter Alkohol etwa in der gezeichneten Menge benutzt. Nicht nur das Resonanzmaximum, sondern die volle Resonanzkurve kann auf diese Weise ohne praktisch bemerkenswerten Fehler aufgenommen werden.

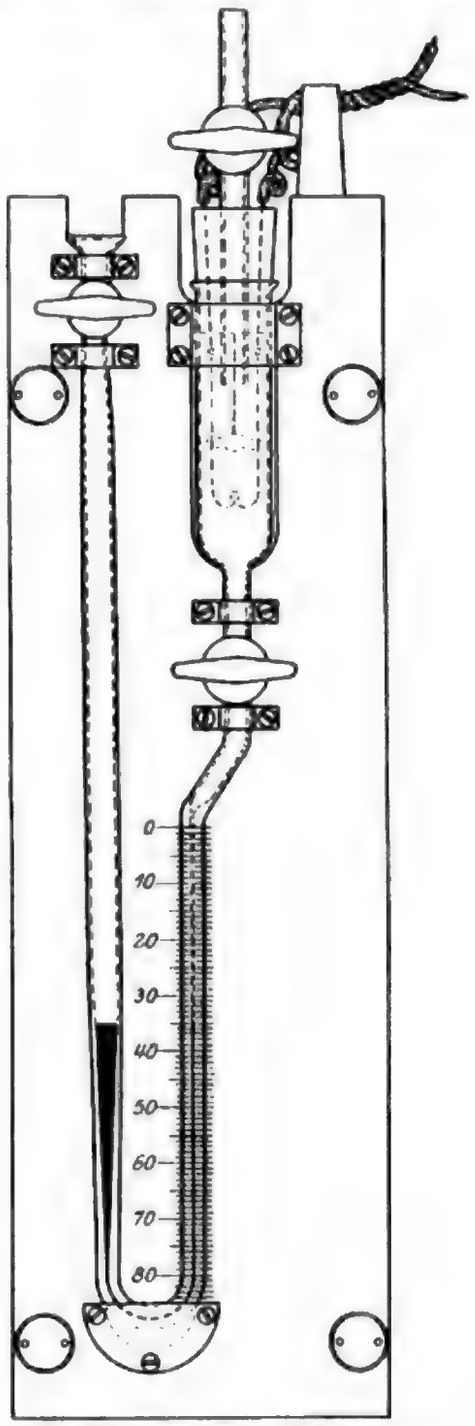


Abb. 695. Rießsches Luftthermometer des Dönitzwellenmessers.

Besser als ein derartiges Luftthermometer ist ein Hitzdrahtwattzeiger, d. h. ein Hitzdrahtinstrument, das in quadratischen Stromwerten geeicht ist. Für genaue Messungen, insbesondere für solche, die Vergleiche an verschiedenen Stationen und unter verschiedenen elektrischen Verhältnissen ergeben sollen, ist man auf den Gebrauch des Hitzdrahtwattzeigers angewiesen, schon aus dem Grunde, da ein solches Instrument geeicht werden kann. Bei sehr feinem Hitzdraht sind dessen Angaben proportional:

$$\int_0^\infty i^2 \, dt.$$

Digitized by Google

Infolgedessen ist es zulässig, die Skala eines solchen Instrumentes direkt in Wattwerten zu eichen.

Der Koepsel-Franke-Dönitzsche Wellenmesser war, wie schon zum Ausdruck gebracht, das erste Wellenmeßinstrument der Praxis, welches nahezu die sämtlichen notwendigen Messungen anzustellen gestattete und den vollen Verlauf der Resonanzkurve aufzunehmen erlaubte. Seine Dämpfung war gering (im Mittel ca. 0,04), wenn auch variabel. Als Nachteil des Instrumentes kommt in elektrischer Beziehung die variable Kopplung des Wellenmessers sowohl mit dem zu messenden System, als auch mit dem Resonanzindikator inbetracht, insbesondere da letzterer verschieden stark dämpft. Namentlich bei kleinen Wellenlängen ist die Dämpfung erheblich größer als bei großen Wellenlängen. In betriebstechnischer Hinsicht war bei den älteren Wellenmessern der Übelstand der ungenügenden Befestigung der Platten des Kondensators und das Heraussickern von Öl aus demselben zu beanstanden, wodurch die Eichung sich zum Teil nicht unerheblich veränderte. Der Wellenmesser war räumlich nicht klein. Insbesondere aber infolge des schweren Ölplattenkondensators besaß er ein nicht unerhebliches Gewicht.

β) Der Rendahlsche Frequenzmesser.

Im wesentlichen um die Nachteile des großen und schweren Ölplattenkondensators zu vermeiden, hat R. H. Rendahl den in den Abb. 696 und 697 wiederge-

Abb. 696. Rendahlscher Frequenzmesser.

gebenen Frequenzmesser mit kontinuierlich variabler Selbstinduktion (1906) konstruiert. Die Kapazität d ist hierbei stufenweise veränderlich, und zwar erfolgte die wahlweise Einschaltung mittels der Stöpselkontakte m. Die Spulen dieses Frequenzmesservariometers waren nierenförmig gewickelt, wie sie in Abb. 959 und 960, S. 126, 127 wiedergegeben sind. Im Schaltungsschema von Abb. 697 sind diese durch a und b dargestellt. Die Kopplung des Wellenmeßsystems mit dem zu messenden Kreise geschah mittels der Kopplungsschleife $i\,k$, welche, wie aus Abb. 696 rechts ersichtlich, mittels einer Flügelmutter festgestellt werden kann. Als Resonanzindikator konnte entweder unter Verwendung einer variablen Kopplung g ein Hitzdrahtluftthermometer f oder eine Geißlerröhre e angewendet werden.

Die Veränderung der nierenförmigen Selbstinduktionsspule erfolgt mittels eines aus Abb. 696 ersichtlichen Drehknopfes, an welchem ein eine Skala bestreichender Zeiger angebracht ist.

Es ist ferner noch zu bemerken, daß auch dieser Wellenmesser, ebenso wie der Koepsel-Franke-Dönitzsche Wellenmesser als geeichter Oszillator dienen kann, zu welchem Zweck eine kleine Funkenstrecke *l* (siehe Abb. 697) mit dem Hochspannungskreise eines Induktors verbunden wird.

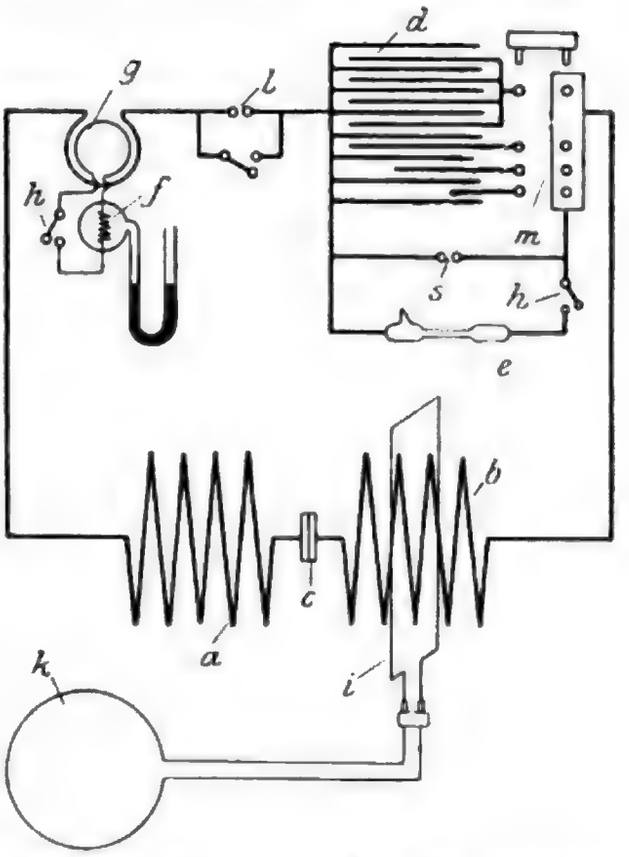


Abb. 697. Schaltungsschema des Rendahlschen Frequenzmessers.

Obwohl der Rendahlsche Frequenzmesser einige nicht unwesentliche Vorteile gegenüber der Koepsel-Franke-Dönitzschen Konstruktion besaß — insbesondere war hierbei der Vorteil erreicht, daß, wenn man die Selbstinduktionsspule zur Kopplung benutzt, eine annähernde Übereinstimmung der Resonanzlage mit dem Isochronitätspunkt vorhanden ist — und insbesondere ein kleineres Gewicht und geringere räumliche Abmessungen hatte, hat er dennoch in die Praxis keinen Eingang gefunden, was einmal daran lag, daß die Kopplung infolge der Veränderung der Selbstinduktion und die Dämpfung des Wellenmessers sehr variabel waren und andrerseits, daß die fabrikationsmäßige Herstellung der nierenförmigen Spulen seinerzeit als zu teuer erschien.

γ) Der kommerzielle Wellenmesser.

Die geschilderten Nachteile sind z. B. durch den sogenannten kommerziellen Wellenmesser von Telefunken (1906) behoben worden.

Dieser stellt gemäß der Schaltung nichts anderes als einen Koepsel-Franke-Dönitzschen Wellenmesser dar. Indessen ist in elektrischer und betriebstechnischer Beziehung insofern eine Verbesserung vorhanden, als der Kondensator erheblich kleiner und die Spulen in ihrem Selbstinduktionsbetrage erheblich größer hergestellt waren.

δ) Der Stationsprüfer.

Da nicht in allen Fällen die volle Resonanzkurve aufgenommen zu werden braucht, sondern häufig nur ein Apparat gewünscht wird, welcher das Resonanzmaximum anzeigt und Schwingungen geringer Energie bestimmter Frequenz herzustellen gestattet, wurde von F. Pichon (1906) der Stationsprüfer

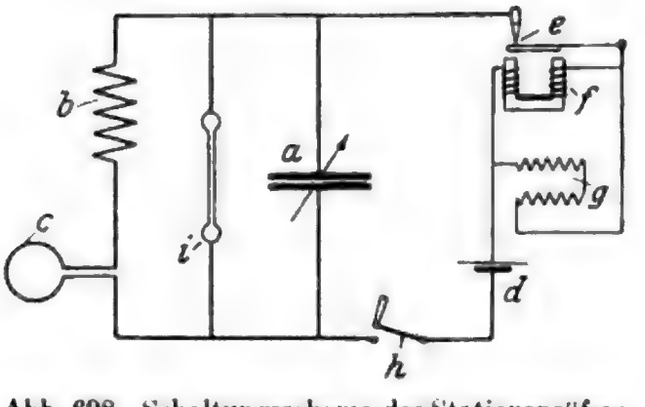


Abb. 698. Schaltungsschema des Stationsprüfers.

Digitized by Google

gebaut, dessen Schaltungsschema Abb. 698 und dessen konstruktive Ausführung Abb. 699 darstellen. *a b c* ist ein Resonanzkreis für geringere Energien; bei Verwendung des Stationsprüfers als geeichten Empfänger benutzt man die Heliumröhre *i*. Wird der Stationsprüfer als geeichter Sender geringer Energien

Abb. 699. Stationsprüfer.

benutzt, so wird der Schalter *h* eingeschaltet und dadurch der geschlossene Schwingungskreis mittels der Batterie *d* und des Unterbrechers *e f* in Form der Lodge-Eichhornschen Stoßerregungsschaltung angestoßen.

Um einen größeren Wellenbereich bestreichen zu können, sind die nach dem Seibtschen Verfahren gewickelten Spulen mittels Kontakten leicht auswech-

Abb. 700. Wellenmesser Type EBW.

selbar auf dem Deckel des Kastens angeordnet. Zur Kopplung des Kreises mit dem zu messenden oder anzustoßenden System dient die rechts in der Abb. 699 dargestellte Kopplungsspule. Der links aus der Abbildung ersichtliche Kondensator ist mit einem Handgriff versehen, welcher einen eine Eichskala bestreichenden Zeiger besitzt.

Digitized by Google

ε) Wellenmesser Type EBW.

Durch diese Konstruktion hat Telefunken die Vorteile des Koepsel-Franke-Dönitzschen Wellenmessers mit dem Stationsprüfer unter Verminderung der Dämpfung bei gleichzeitiger Erhöhung des Wellenbereiches zu erreichen gesucht. Die Teile dieses (im verpackten Zustande in einen Holzkasten eingeschlossenen) Wellenmessers im betriebsfertigen Zustande zeigt Abb. 700.

Bei diesem Frequenzmesser ist die durch den Resonanzindikator bewirkte Dämpfung dadurch konstant zu halten versucht worden, daß eine Schaltung gemäß Abb. 688/89, S. 645 angewendet wurde.

ζ) Großer Wellenmesser.

Auf Grund der ständig weitergehenden Erfahrungen der Praxis hat Telefunken sodann den großen Wellenmesser konstruiert, dessen Schaltungsschema Abb. 701 wiedergibt. Eine Photographie dieses Wellenmessers im Transportkasten zusammengebaut zeigt Abb. 702. *a* ist der allmählich veränderliche Drehplattenkondensator mit Ölfüllung, der eine Kapazitätsvariation im Bereiche von ca. 200 bis 5000 cm zuläßt. Die halbkreisförmigen Drehplatten sind mit Handgriff, Spitzen- und Fensterzeiger versehen. Ersterer bestreicht eine Gradteilung, letzterer in Wellenlängen geeichte Skalen. Parallel zum Kondensator liegt eine Überschlagsfunkenstrecke *b*, welche den Kondensator gegen zu große Energiebeanspruchungen sichert. Die Selbstinduktionsspulen sind in Form von Flachspulen *c* ausgebildet, welche in einen Kontaktstöpsel *d*, der drei auf der Peripherie eines Kreises liegende Kontakte besitzt, hineingesteckt werden. Die Flachspulen sind, um geringe Dämpfung zu erzielen, aus sehr fein unterteilter Kupferlitze spiralförmig zwischen Hartgummiplatten gewickelt, die zu den obengenannten korrespondierende Kontakte besitzen. Diese Anordnung scheint im praktischen Betriebe zu Schwierigkeiten zu führen, da man nicht ohne weiteres bemerken kann, ob sämtliche Kontakte richtig betätigt werden. Um volle Resonanzkurven aufzunehmen, dient der Hitzdrahtwattzeiger *e*. Dieser liegt, wie unter ε) ausgeführt, derart an der Spule, daß die durch ihn bewirkte Dämpfung nahezu konstant ist. Bei Verwendung des Hitzdrahtwattzeigers wird der Schalter *f* in die Stellung *i* gebracht. Für orientierende Messungen wird anstelle des Hitzdrahtwattzeigers entweder die Heliumröhre *g* oder der Detektor *h* mit Telephon *i* eingeschaltet, wobei der Schalter *f* in die Stellung 4 gelegt wird, während er bei der Schaltung mit Heliumröhre in Stellung *l* verbleibt.

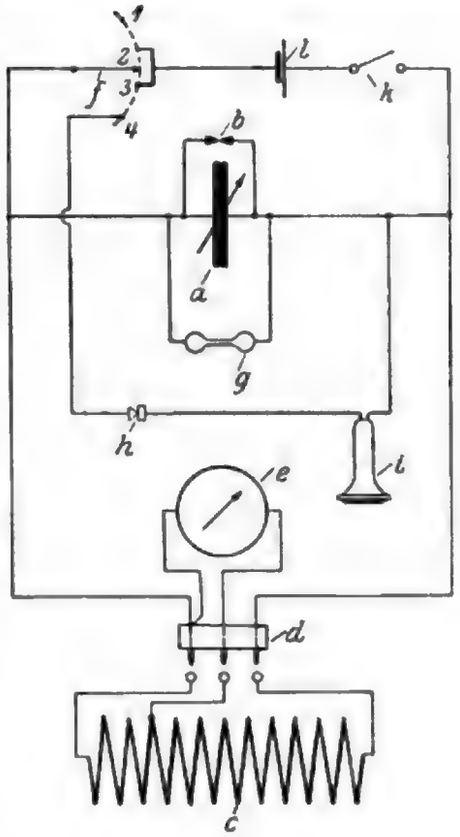


Abb. 701. Großer Wellenmesser.

Um den Wellenmesser als schwach gedämpften Sender zu benutzen, dient der Summer *k* mit Batterie *l*. Der Schalter *f* steht hierbei auf Kontakt 4, und der Summer arbeitet dauernd. Will man mit dem Summer Morsezeichen geben, verwendet man die Kontakte 2 und 3.

Digitized by Google

Im Deckel des Wellenmesserkastens, entsprechend Abb. 702, ist ein nach allen Seiten beweglicher Arm erkennbar, welcher dazu dient, die jeweilig ein-

Abb. 702. Großer Wellenmesser im Transportzustand.

geschaltete Selbstinduktionsspule in jede beliebige Lage einstellen und in dieser festhalten zu können.

Abb. 703. Kleiner Wellenmesser Type K.K.W. 3.

Digitized by Google

η) Kleiner Wellenmesser Type K. K. W. 3.

Dieser in Abb. 703 dargestellte Frequenzmesser unterscheidet sich von der großen Type im wesentlichen dadurch, daß die Selbstinduktionsspulen in den Wellenmesserkasten fest eingebaut sind und mittels eines Walzenmesserschalters, welcher ähnlich wie ein Straßenbahnkontroller ausgebildet ist, nacheinander in Serie eingeschaltet werden, wobei die Anzahl der jeweilig eingeschalteten Spulen durch ein kleines Fenster abgelesen werden kann. Außerdem kommt bei dieser Frequenzmesserkonstruktion der Hitzdrahtwattzeiger in Fortfall. Infolgedessen sind relativ kleine räumliche Dimensionen erzielt worden, wozu auch noch der Umstand beitrug, daß die veränderlichen Drehkondensatorplatten nur als viertelkreisförmige Platten ausgeführt wurden.

Zur Kopplung des Wellenmessers mit dem zu messenden bzw. zu erregenden System dienen die Kopplungsspulen, welche aus zwei zwischen Insolierplatten angeordneten Flachspulen bestehen, die durch eine in Leder eingenähte Doppellitze miteinander verbunden sind. Die eine Spule wird mit dem Wellenmesser, die andere mit dem zu messenden bzw. dem Erregersystem gekoppelt, und es ist auf diese Weise leicht möglich, die Kopplung in weiten Grenzen variieren zu können.

f) Wellenmesser der Marconi-Gesellschaft.

Obwohl Marconi einer der ersten war, welcher den Hertz-Lodgeschen Abstimmungsgedanken in die Praxis der drahtlosen Telegraphie eingeführt hat und schon im Jahre 1900, wie bereits oben bemerkt, in seinen Patenten verlangt hat, daß, um eine hohe Leistung zu erfüllen, nicht nur Geber und Empfänger „gleichgestimmt" sein sollen, sondern „daß auch sowohl an der Gebe- als an der Empfangsstelle die primäre und die sekundäre Leitung des Umformers gleichgestimmt sein sollten", hat er sich doch ziemlich spät erst dazu entschlossen, Wellenmesser zu bauen und zu benutzen.

Marconi stimmte vielmehr lange Zeit hindurch empirisch seine Sende- und Empfangsstation aufeinander ab.

Der erste Wellenmesser der Marconigesellschaft, welcher eine abweichende Konstruktionsform aufweist, ist das in nachstehendem beschriebene, 1904 konstruierte Cymometer von J. A. Fleming, des wissenschaftlichen Mitarbeiters der Marconigesellschaft.

α) Das Cymometer von Fleming.

Das Cymometer oder Kymometer (von κῦμα die Welle) besteht im wesentlichen aus einer gleichzeitig mit einer variablen Selbstinduktion veränderlichen Kapazität in Verbindung mit einem Spannungsindikator, wie einer Neonröhre oder einer anderen spektralanalytischen Röhre. Nach Angaben von Fleming sollte die Röhre zweckmäßig aus Uranglas geblasen und mit verdünntem Kohlendioxyd oder Neon gefüllt werden. Der Kondensator besteht bei sämtlichen Cymometerausführungen aus zwei oder mehreren teleskopartig ineinander verschiebbaren Röhren mit Zwischendielektrikum. Das äußere Rohr, bzw. die Rohrpaare sind mit einem leitenden Bügel verbunden, der längs der veränderlichen Selbstinduktionsspule und an dieser schleift und dementsprechend größere oder kleinere Selbstinduktionsbeträge stufenweise von Windung zu Windung einschaltet.

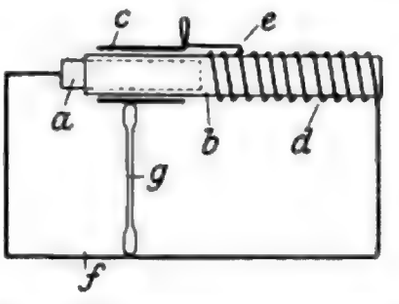


Abb. 704. Anordnungsschema des Cymometers.

Unter Verwendung dieses Gedankens sind verschiedene Schalt- und Anordnungsmöglichkeiten ohne weiteres gegeben. Bei dem Schema entsprechend

Digitized by Google

Abb. 704 ist der Teleskopkondensator $a\,c$ in Achse mit der Selbstinduktionsspule d angeordnet. e ist der mit dem Handgriff des Teleskopkondensators verbundene Stromabnehmer der Selbstinduktionsspule. g ist die luftverdünnte Röhre, welche parallel zum Kondensator liegt, zusammen mit der Außenbelegung c des Kondensators, also mit dem Stromabnehmer e bewegt wird und gleichzeitig

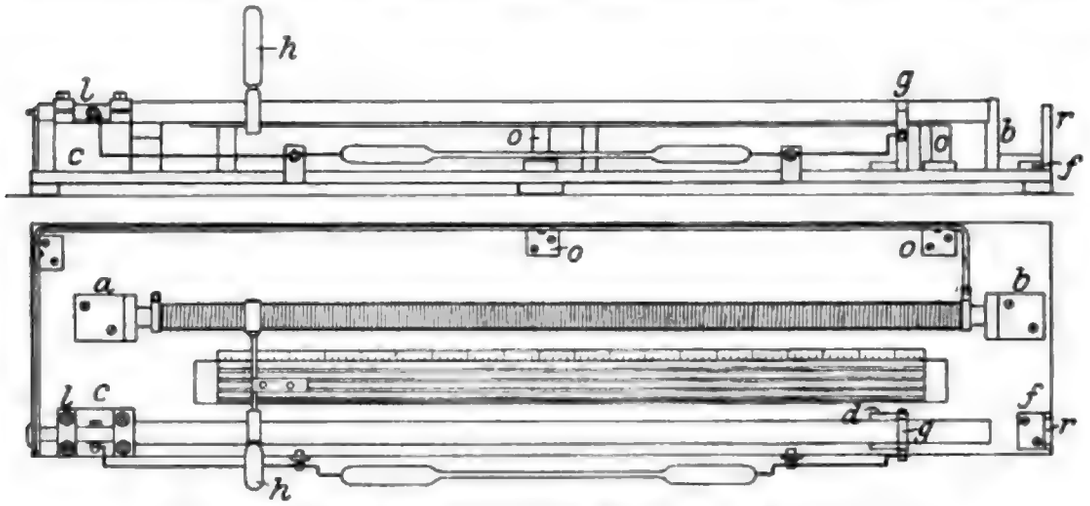


Abb. 705. Bild des Cymometers für kleinen Wellenbereich.

eine (in der Abb. nicht gezeichnete) Wellenlängenskala bestreicht, welche auf dem unteren horizontalen Teil des Rahmens f angebracht ist.

Bei anderen Ausführungen des Cymometers ist die Spule mit einem Handgriff versehen und wird relativ gegen den Kondensator bewegt. Stets ist aber

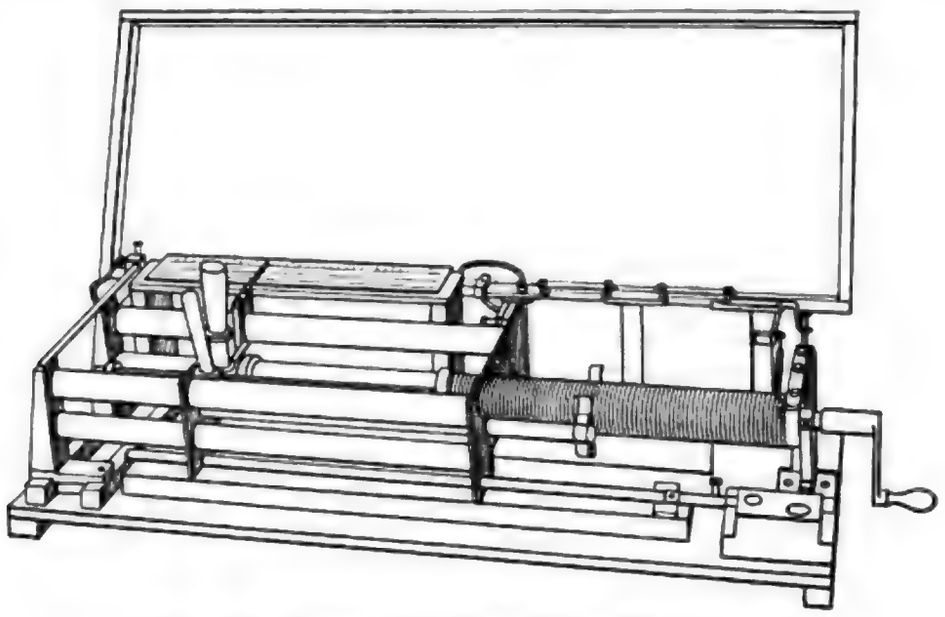


Abb. 706. Cymometer für größeren Wellenbereich.

der Konstruktionsgedanke verwirklicht, daß mit einer Bewegung gleichzeitig die Selbstinduktion und Kapazität und somit die Wellenlänge verändert werden.

Der Kondensator bestand bei allen diesen Konstruktionen aus zwei konzentrischen Metallröhren, welche durch ein Dielektrikum (z. B. Hartgummi) voneinander getrennt waren. Anstelle des Hartgummi konnte auch ein anderes Isolationsmaterial verwendet werden, welches sich mit der Frequenz möglichst wenig ändert (kleiner Frequenzfaktor) und eine tunlichst hohe Durchschlagsfestigkeit besitzt.

Digitized by Google

Ein Cymometer in Grundriß und Aufriß unter Verwendung eines Teleskopkondensators ist in Abb. 705 wiedergegeben. Um an Platz zu sparen und den Apparat auch für größere Wellenlängen nicht allzu unhandlich zu machen, sind hierbei Kondensator und Selbstinduktionsspule nebeneinander angeordnet. Auch hier erfolgt die gleichzeitige Variation von Selbstinduktion und Kapazität mittels eines Handgriffes *h*. Die Schaltung ist derartig, daß bei Stellung links in der Abbildung die gesamte Selbstinduktion und Kapazität eingeschaltet sind (Stellung der größten Wellenlänge), und daß die Wellenlänge bei Verschiebung des Handgriffes nach rechts ständig verkleinert wird, wobei eine Stellung eintritt, bei welcher das nicht eingeschaltete Spulenende ins Mitschwingen gerät und einen erheblichen Energiebetrag verzehrt. Hierdurch kann außerdem unter Umständen eine nicht unerhebliche Fälschung der Messung bewirkt werden.

Die in Abb. 705 nicht erkennbare Skala besitzt nicht nur eine Eichung in Wellenlängen (in Metern und in Fuß), sondern auch noch in Werten der Oszillationskonstante $\sqrt{CL}$ und in Schwingungszahlen pro $^1/_{1000000}$ Sekunden (Frequenzen).

Ein wesentlicher Nachteil der Cymometer ist der geringe Wellenbereich, der mit einem Apparat beherrscht werden kann. Um einen Wellenbereich von 33 m bis 3000 m bestreichen zu können, waren nicht weniger als vier verschiedene Cymometer erforderlich.

Dieser sehr erhebliche Mangel scheint bei dem Cymometer gemäß Abb. 706 behoben zu sein. Hierbei kann im übrigen die Selbstinduktionsspule mittels eines Kurbelhandgriffes auch für sich gedreht werden.

Wenngleich das Cymometer den Vorteil hat, daß es im gesamten Ablesungsbereich nahezu konstante und auch geringe Dämpfung besitzt, und daß es leicht und billig herzustellen ist, wobei alle Teile des Instrumentes einfach und übersichtlich angeordnet werden können, so sind doch erhebliche Nachteile vorhanden. Je kleiner die Spulenkapazität in bezug auf die Kondensatorkapazität ist, um so mehr macht eine Änderung der Frequenz an den verschiedenen Stellungen auf die jeweiligen Kapazitätverhältnisse der Spule aus. Das tote Spulenende kann nie abgeschaltet werden, sondern schwingt stets mehr oder weniger mit und verzehrt Energie. Infolgedessen sind nur im Bereiche der großen Wellenlängen genaue Ablesungen zu erwarten. Die Unhandlichkeit des Apparates, bedingt durch den Teleskopkondensator und die langen Spulen, ist ferner zu berücksichtigen. Die Notwendigkeit, mehrere Cymometer mitzunehmen, wenn es darauf ankommt, einen größeren Wellenbereich zu beherrschen, scheint allerdings durch die neueste Konstruktion zum großen Teil vermieden zu sein. Immerhin dürften heute Cymometer von der Marconigesellschaft wohl kaum noch hergestellt werden.

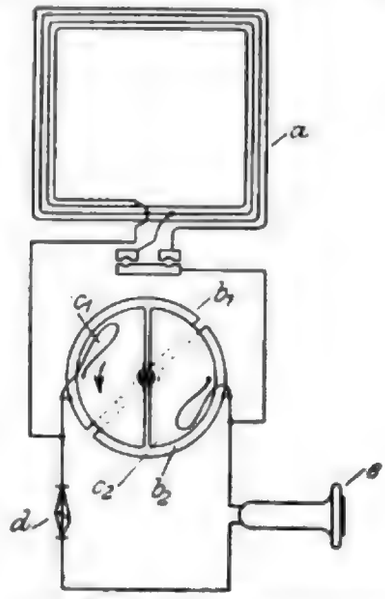


Abb. 707. Schaltungsschema des kleinen Wellenmessers der Marconigesellschaft.

β) Der kleine Wellenmesser der Marconigesellschaft.

Es ist Marconi gelungen, einen ziemlich kleinen handlichen Meßapparat insbesondere für kleine Wellenlängen auszubilden. Das Schaltungsschema dieses Wellenmessers zeigt Abb. 707, eine Photographie des Apparates im aufgeklappten Zustande Abb. 708. Entsprechend dem Schaltungsschema besteht der Wellenmesser aus einer festen Selbstinduktion *a*, einem kontinuierlich

veränderlichen Kondensator $b_1 b_2 c_1 c_2$ und einem parallel zum Kondensator liegenden Detektorkreis, gebildet aus Karborunddetektor *d* und Telephon *e*. Die Selbstinduktionsspule *a* wird aus mehreren Windungen gebildet, die im Deckel des Wellenmesserschutzkastens untergebracht sind. Um den Meßbereich des Wellenmessers zu vergrößern, ist an der Spule noch eine dritte Abzweigung angebracht, und es ist möglich, mittels des links aus Abb. 708 ersichtlichen,

Abb. 708. Kleiner Wellenmesser der Marconigesellschaft.

am Deckel angebrachten Stöpselkontaktes entweder die ganze Spule oder einen Teilbetrag derselben mit dem Kondensator zu verbinden.

Dieser kontinuierlich veränderliche Kondensator, welcher den vorhandenen Konstruktionsraum vorzüglich ausnutzt und bei kleinsten räumlichen Abmessungen eine Kapazitätsvariation von ca. 600 cm bis auf 9500 cm zuläßt, ist in II, Abb. 900, S. 94, dargestellt. Es sei hier nur erwähnt, daß der Plattenabstand äußerst gering ist und durch ein festes Isoliermaterial, wie z. B. Glimmer, ausgefüllt wird. Im übrigen wird der volle Raum des Kondensators durch entsprechende Gegeneinanderschaltung der Platten, bzw. Parallelschaltung derselben voll ausgenutzt.

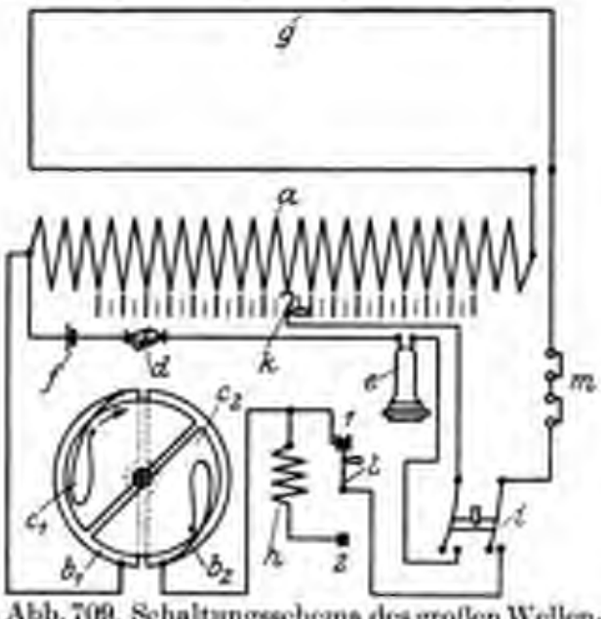


Abb. 709. Schaltungsschema des großen Wellenmessers der Marconigesellschaft (Dekremeter).

γ) Marconis großer Wellenmesser (Dekremeter).

Die große Wellenmessertype von Marconi (1910) besitzt ein Schaltungsschema gemäß Abb. 709. Die Konstruktion mit abgenommenem Deckel zeigt Abb. 710 in einer photographischen Ansicht (siehe auch I, S. 351 und Abb. 371, S. 352.

Digitized by Google

In einen Holzkasten eingebaut sind der Dekremeterkondensator $b_1\, b_2\, c_1\, c_2$ sowie eine aus 32 Windungen starken Kupferdrahtes bestehende Selbstinduktionsspule *a*, welche an einer Mantellinie blank gemacht ist, an der ein verschiebbarer, eine Skala bestreichender Stromabnehmer *k* Kontakt macht. Ferner ist noch eine kleine Selbstinduktionsspule *h* vorgesehen, welche so bemessen ist, daß durch deren Einschaltung die Frequenz des Meßkreises um 4% geändert wird, was aus dem Grunde geschieht, um in einfacher Weise Dämpfungsbestimmungen auszuführen. Die Spule *h* wird mittels eines Schalters *l* entweder bei Stellung 2 in den Meßkreis eingeschaltet, was nur geschieht, um Dämpfungsmessungen auszuführen, oder bei Stellung *l* ausgeschaltet. In letzterem Falle ist der Kondensator $b_1\, b_2\, c_1\, c_2$ über den Schalter *l* und den Taster *i* mit einer aus wenigen Windungen bestehenden, im Deckel des Dekremeterkastens untergebrachten Selbstinduktionsspule *g* und der großen Selbstinduktionsspule *a* in Serie geschaltet. Hierbei sind die Kontaktstöpsel *m* leitend überbrückt, und der Apparat ist fertig zur Wellenlängenmessung. Von der Selbstinduktionsspule *a* ist der Detek-

Abb. 710. Großes Dekremeter der Marconigesellschaft.

torkreis regulierbar abgezweigt, welcher aus einer kleinen Batterie *f*, einem Karborunddetektor *d*, einem Telephon *e*, einer zweiten Lamelle des Doppeltasters *i* und dem Stromabnehmer *k* besteht.

g) Frequenzmesser der Lorenz A. G.

a) Der Variometerfrequenzmesser.

Bei einem Frequenzmesser, welchen die Lorenz A. G. nach Angaben von G. Seibt (1906) hergestellt hat (siehe Abb. 711, war in dem geschlossenen Schwingungskreis ein Variometer *a* in Verbindung mit einem stufenweise veränderlichen Kondensator *b* benutzt, um einen möglichst großen Meßbereich herzustellen. Zur Kopplung des Resonanzindikators war ferner, um ein genaues Zusammenfallen des Isochronitätspunktes mit dem Resonanzpunkt zu erzielen, und um mit konstanter Kopplung zu arbeiten, eine besondere Erregerschleife *c* vorgesehen. Dieses wäre aber nur dadurch zu erreichen gewesen, wenn von dem zu messenden Schwingungssystem auf das Variometer direkt induziert worden wäre. *g* ist ein Kurzschlußstöpsel, welcher den Schwingungskreis schließt, ferner gegen die Kontakte *h* drückt, wodurch das Millivoltmeter *i* mit dem Thermoelement *k*, welches als Resonanzindikator dient, verbunden wird. Sofern der Wellenmesser als geeichter Sender benutzt werden sollte, wurde der

Digitized by Google

Kurzschlußstöpsel g durch eine Funkenstrecke ersetzt, welche derartig konstruiert war, daß sie zwar in die Kontakte von g hineinpaßte, also den Schwingungskreis schloß, aber die Kontakte h nicht betätigte. Außerdem wurde alsdann das Thermoelement durch einen besonderen schraubbaren Kurzschlußkontakt ersetzt.

Infolge der Benutzung von reinem Paraffin für das Dielektrikum des Kondensators, um wenigstens bei schwachen Energiebeanspruchungen nahezu keine

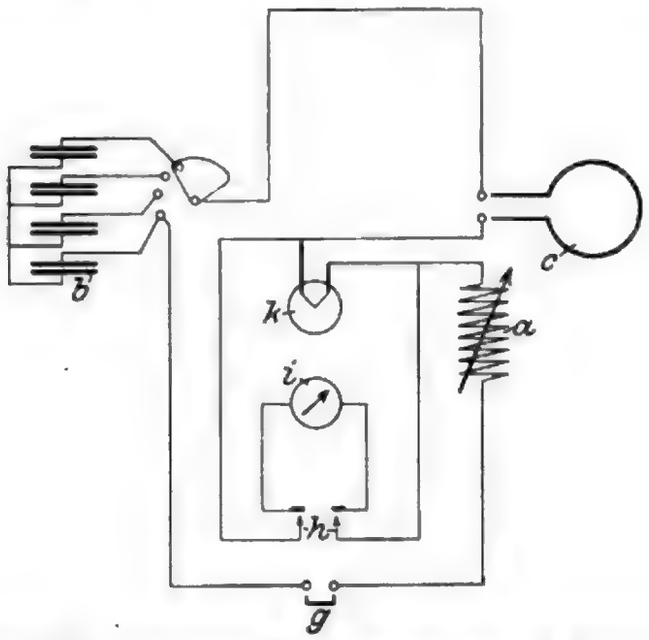


Abb. 711. Variometerfrequenzmesser von G. Seibt.

Hysteresisverluste zu haben, hat sich der Wellenmesser nicht bewährt, da dieses Paraffin ständigen Veränderungen unterworfen war und hierbei die Eichung des Wellenmessers dauernd variiert wurde.

β) Der Universalwellenmesser.

Infolge des Verlangens, mit einem möglichst kompendiösen Meßapparat und auch auf verschiedene Weise die Wellenlänge, die Kapazität, Selbstinduktion, den Kopplungsgrad und die Dämpfung eines Schwingungssystems festzustellen und unter gleichzeitiger Berücksichtigung, die Dämpfung im gesamten Wellenbereiche möglichst konstant zu halten, obwohl ein technischer Resonanzindikator in Form eines Hitzdrahtinstrumentes benutzt werden sollte, welches verhältnismäßig große Energiemengen verzehrt, ist der Wellenmeser Type W. H., entsprechend Abb. 712, 1907 entstanden (W. Hahnemann).

Das Schaltungsschema ähnelt dem in der folgenden Abb. 713 wiedergegebenen, insbesondere ist hierbei der unter c angedeutete, elektrisch große Kondensator bemerkenswert (siehe auch Abb. 712 unten, Stöpsel c), zu welchem der Energieanzeiger parallel gelegt, bzw. mit welchem er kapazitiv gekoppelt ist. Hierdurch war entsprechend den obigen Ausführungen (siehe S. 645) die Dämpfung, welche auf ein Mindestmaß herabgedrückt war, im gesamten Wellenbereich nahezu konstant gemacht. Desgleichen war bei der Kapazitätsvariation die Kopplung konstant oder nahezu konstant gemacht.

Um nun die einzelnen Messungen rasch und fehlerfrei ausführen zu können, sind die einzelnen Schaltorgane in Form von Stöpseln a bis f ausgebildet, welche in die Kontakte g eingesetzt werden. Der Meßschwingungskreis besteht dementsprechend aus dem Kondensator, einer mittels eines beweglichen Spulenarmes angestöpselten Spule, welche im Transportzustande im Deckel des Wellen-

Digitized by Google

messers untergebracht sind und eventuell dem eingeschalteten Blockkondensator des Stöpsels *c*.

Der Stöpsel *a* ist für die Feststellung des Resonanzmaximums mit einer Heliumröhre versehen, welche eine verstellbare Elektrode besitzt (K. Ament), um die Empfindlichkeit innerhalb gewisser Grenzen beliebig einregulieren zu können.

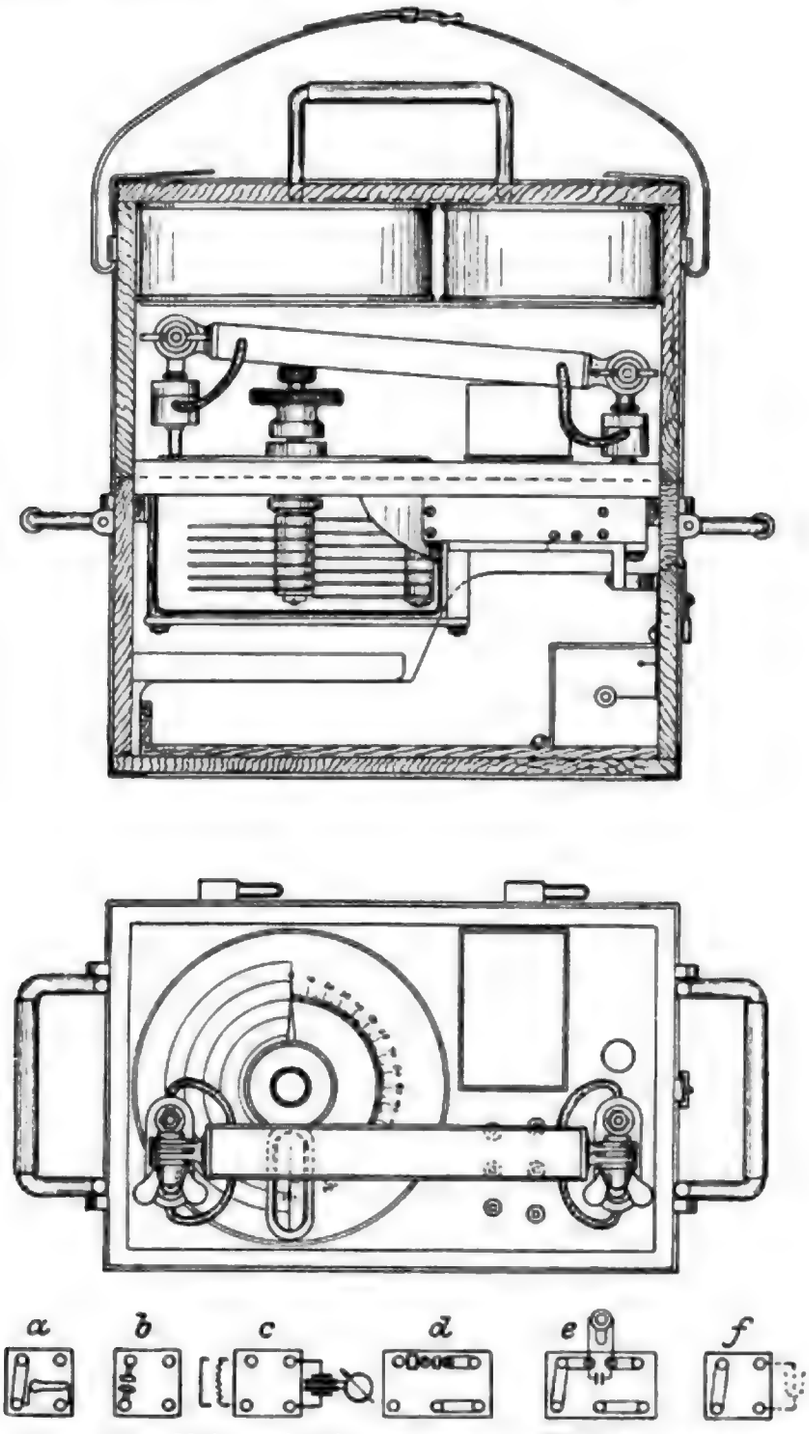


Abb. 712. Universalwellenmesser von W. Hahnemann.

Der Stöpsel *b* enthält eine kleine Funkenstrecke, um den Wellenmesser als geeichtem Oszillator benutzen zu können.

Der Stöpsel *c* weist den vorerwähnten Blockkondensator und die kapazitive Ankopplung eines Hitzdrahtinstrumentes auf, um die volle Resonanzkurve aufzunehmen, nebst Shunten, um Dämpfungsmessungen ausführen zu können.

Der Stöpsel *d* wird benutzt, wenn der Wellenmesser als schwach gedämpfter Sender mittels Unterbrechers dienen soll.

Die daneben befindlichen Stöpsel *e* und *f* dienen zur Schaltung und Benutzung des Meßgerätes für Hörempfang und Fernwellenmessung.

γ) Wellenmesser Type K. W.

Die Forderung des ständig zunehmenden Wellenbereiches und der notwendig gewordenen konstruktiven Abänderungen, insbesondere Ersatz des Ölkondensators von Abb. 712 durch einen entsprechend größeren variablen Luftkondensator, hat zur Konstruktion der Type K. W. geführt.

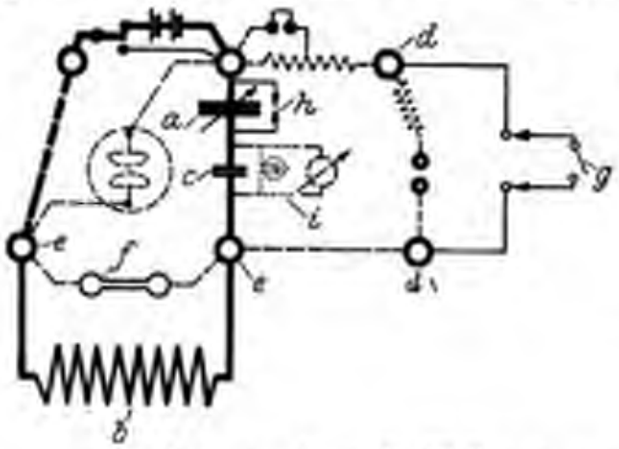


Abb. 713. Schaltungsschema des Wellenmessers Type K. W.

Das Schaltungsschema, welches dem älteren Universal-Wellenmesser nahezu gleicht, gibt Abb. 713 in einer Form wieder, welche der vorigen Schaltstöpselanordnung schematisch entspricht. Der eigentliche Meßkreis besteht aus dem Drehplattenkondensator *a*, welcher mit zwei Zeigern, einem gewöhnlichen, eine Gradeinteilung bestreichenden Spitzenzeiger und einem fünf Wellenmesserskalen bestreichenden Fensterzeiger versehen ist, der durch einen Spulenarm oder durch Litzenschnüre einstöpselbaren Selbstinduktion *b* und dem relativ großen Blockierungskondensator *c*. Mittels der in die Stöpsellöcher *d* eingesteckten Stöpsel, welche die der jeweiligen

Abb. 714. Hitzdrahtwattzeiger und Wellenmesser Type K. W.

Verwendungsart entsprechenden Verbindungen enthalten, können die verschiedenen Wellenmesserschaltungen ausgeführt werden. In die Stöpsellöcher *e* wird ein den jeweilig verwendeten Resonanzindikator enthaltender oder mit

Digitized by Google

ihm verbundener Stöpsel eingesteckt. Als Resonanzindikator wird entweder ein Spannungsindikator *f* (Heliumröhre) oder ein Stromindikator *i* (Glühlampe, Hitzdrahtwattzeiger) verwendet.

Soll der Wellenmesser als geeichter Sender Verwendung finden, so wird mittels einer Elementbatterie ein Summer *g* erregt, und es sendet alsdann der Wellenmesser schwach gedämpfte Schwingungen bestimmter ablesbarer Wellenlänge aus.

Aus Abb. 713 ist noch eine Sicherheitsfunkenstrecke *h* ersichtlich, welche parallel zum Abstimmkondensator *a* liegt, um diesen, wie auch den Wellenmesser bei etwa zu fester Kopplung vor Überbeanspruchungen zu schützen.

Der Kondensator ist in dem Bereiche von 100 cm bei 0° bis etwa 1800 cm bei 180° kontinuierlich veränderlich. Die stufenweise Veränderung des Wellenbereiches erfolgt mittels großer Selbstinduktionsspulen *b*, und zwar kommen für den Wellenbereich von etwa 220 m bis 10 000 m im ganzen fünf Spulen in betracht.

Die Außenansicht des Wellenmessers und des in einem Kasten mit einer Hochfrequenzsicherung versehenen Hitzdrahtwattzeigers zeigt Abb. 714. Die Bedeutung der Stöpselkontaktlöcher dürfte nach dem oben mitgeteilten Situationsplan Abb. 713 ohne weiteres verständlich sein. In die beiden in der Abbildung unten befindlichen Kontaktstöpsellöcher wird das Prüftelephon, sobald der Wellenmesser als Sender mit Summer wirkt, eingeschaltet.

Abb. 715. Geöffneter Transportkasten des Wellenmessers Type K. W.

Abb. 715 gibt eine Ansicht des Transportkastens der Zubehör- und Reserveteile des Wellenmessers.

Auf einer Holzplatte befinden sich die kleinen Indikationsglühlampen und die Doppelunterbrecher, letztere zum Empfang und Senden, sowie das Abhör- und Prüftelephon, zwei Heliumröhren in Haltern, sowie mehrere Verbindungsleitungen. Unter der Holzplatte sind (in der Abbildung nicht erkennbar) die Wellenmesserspulen und der nach allen Richtungen hin bewegliche Spulenarm untergebracht. Am Deckel befestigt sind zwei Reserve-Blockkondensatoren.

δ) Kleiner Wellenmesser Type N. B.

Bei diesem Wellenmesser, welcher aus dem Grunde von E. Nesper (1914) angegeben wurde, um ein möglichst leichtes, kleines und auch billiges Instrument, gemäß Abb. 716 zur Verfügung zu haben, wird in bekannter Weise ein Drehplattenkondensator, dessen Griff, wie aus der Abbildung links zu ersehen, mit einem die Wellenlängenskalen bestreichenden Zeiger versehen ist, benutzt, mit welchem stöpselbar eine Spule I, II oder III verbunden werden kann. Auf diese Weise wird ein Wellenbereich von ca. 150 m bis 6000 m beherrscht. Konduktiv von der Spule dieses Meßkreises ist entweder als Resonanzindikator ein Detektor (rechts vorn in der Abbildung erkennbar) mit Serienkondensator

Digitized by Google

und Paralleltelephon abgezweigt und mittels eines kleinen neben dem Kondensatorgriff erkennbaren Schalters einzuschalten. In dieser Empfängerschaltung dient der Wellenmesser zur Feststellung des Resonanzmaximums mittels Hörempfangs. Oder von den gleichen Abzweigungen geht es bei der anderen Schalterstellung zu einem Summer, um den Wellenmesser als schwach gedämpften geeichten Sender zu verwenden.

Abb. 716. Kleiner Wellenmesser Type N. B.

Hinter der Kondensatorplatte, welche auch die Wellenlängenskala für die beiden Spulen trägt, und auf welcher außer dem erwähnten Schalter, den Stöpselbuchsen für das Telephon, dem Detektor und Summer noch eine kleine Sicherungsfunkenstrecke für den Kondensator erkennbar ist, ist Raum gelassen, in welchem die Wellenmesserspulen I und II zu einem Körper zusammengesteckt untergebracht werden, während das Telephon, die Batterie zum Betrieb des Summers und die Spule III im Wellenmesserkasten rechts unten angeordnet sind, nachdem eine diesbezügliche Klappe heruntergeklappt ist.

Im Transportzustande nach Schließung des Kastendeckels ist der Wellenmesser, welcher etwa die Größe einer großen Zigarrenkiste besitzt, vollkommen abgeschlossen.

ε) Kleinwellenmesser mit innerhalb der Selbstinduktionsspule angebrachtem Kondensator.

Um auf sehr kleine räumliche Dimensionen herunterzukommen, hat die Lorenz A. G. (1917) einen Wellenmesser konstruiert, von welchem Abb. 717 einen schematisch gehaltenen Schnitt, Abb. 718 eine Ansicht von oben gesehen wiedergibt. Es ist hierbei der Drehplattenkondensator *b c* innerhalb der Selbstinduktionsspule *g*, mit welcher er zusammen den geeichten Resonanzkreis bildet, angeordnet, wobei der Spulenkörper *a* direkt als Konstruktions-

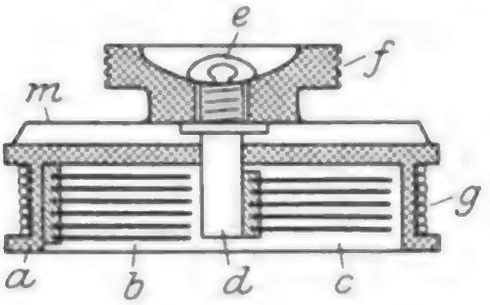


Abb. 717. Anordnungsschema des Kleinwellenmessers.

Abb. 718. Kleinwellenmesser der Lorenz A. G.

element für die festen Platten des Kondensators dient. Die Achse *d* des Kondensators ist mit dem Handgriff *f* und mit einem Zeiger, bzw. einer in Graden eingeteilten konisch abfallenden Platte *m* fest verbunden. Auf dem oberen, ringförmigen Teil des Körpers *a* ist gemäß Abb. 718 die Zeigermarke, bzw. direkt die Eichung in Wellenlängen angebracht. Als Resonanzindikator wird eine innerhalb des Griffes *f* sitzende kleine Glühlampe *e* benutzt, wobei die Achse *d* direkt als die eine Zuleitung zum Indikator dient, während die andere Zuleitung durch eine Spiralfeder, welche mit den festen Kondensatorplatten verbunden ist, bewirkt wird.

Der Wellenmesser, welcher etwa die Größe von 120 × 60 mm besitzt, bestreicht einen Wellenbereich von 440—950 m.

h) Taschenwellenmesser von E. Nesper (Lorenzwerke, Wien).

Mit der Vermehrung der Stationszahl, namentlich von kleinen fraglichen und Flugzeugstationen, ist das Bedürfnis nach einem besonders leichten und

Abb. 719. Taschenwellenmesser und dahinter Dönitzwellenmesser.

kleinen Frequenzmesser, welcher aber trotzdem einen großen kontinuierlichen Wellenbereich beherrschen soll, gestiegen. Es sind zwar kleine Wellenmesserausführungen bekannt geworden, dieselben stellen aber entweder elektrisch kein einwandfreies, genügend schwach gedämpftes Resonanzsystem dar, oder aber der Wellenbereich ist nur verhältnismäßig gering. Im übrigen sind diese Ausführungen immerhin noch nicht derartig, daß man sie besonders bequem, z. B. in die Tasche gesteckt, transportieren könnte.

Bei dem Wellenmesser im Taschenformat von E. Nesper (Lorenzwerke) 1919, von welchem Abb. 719 eine Ansicht mit zum Vergleich dahinter abgebildetem Koepsel-Franke-Dönitzschen Wellenmesser darstellt, ist die Anordnung so getroffen, daß bei kleinstem denkbarem Raumbedarf und geringstem

Digitized by Google

möglichem Gewicht ein tunlichst wenig gedämpftes, kontinuierliches und elektrisch einwandfreies Meßsystem für den großen kontinuierlichen Wellenbereich von etwa 50 m bis ca. 6000 m geschaffen ist. In dem linken Kästchen sind der Drehplattenkondensator, ein Hitzdrahtwattzeiger nebst Sicherung, den erforderlichen Kontaktstöpseln und -buchsen zum Anschluß der Spulen, bzw. zum Einstöpseln des Summers angebracht, während in dem rechten, nur zu Transportzwecken dienenden Kästchen die fünf zur stufenweisen Variation der Wellenlänge dienenden Selbstinduktionsspulen. ein aperiodischer Detektorkreis mit einstellbarem Detektor, ein Telephon mit Leitungsschnur und Stöpsel, sowie ein kleiner Summerunterbrecher, um den Wellenmesser als geeichten Sender schwach gedämpfter Schwingungen benutzen zu können, untergebracht sind.

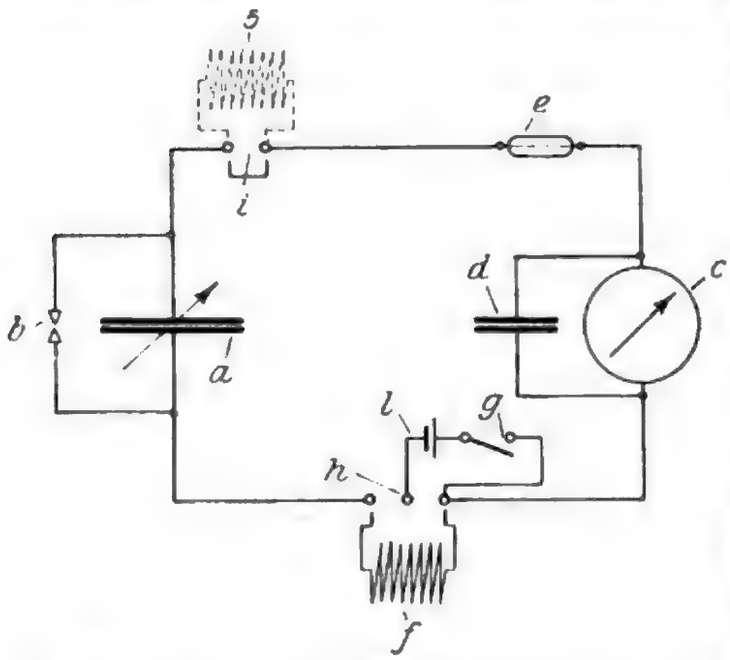


Abb. 720. Schaltungsschema des Taschenwellenmessers.

Das Schaltungsschema geht aus Abb. 720 hervor. *a* ist der veränderliche Drehplattenkondensator, welcher mit Luftdielektrikum arbeitet und eine Maximalkapazität von 1200 cm besitzt; der den drehbaren Plattensatz verstellende Handgriff ist mit einem eine Geradeinteilung bestreichenden Spitzenzeiger und einem direkt die Wellenlängenskalen beherrschenden Fensterzeiger versehen. Parallel zum Kondensator liegt eine kleine Überlastungsfunkenstrecke *b*, welche in Tätigkeit tritt, sofern die bei dem geringen Plattenabstand niedrig liegende Belastungsgrenze zwischen den Kondensatorplatten überschritten ist. In den Resonanzkreis sind ferner ein kleiner Hitzdrahtwattzeiger *c* und als kapazitiver Nebenschluß parallel zu ihm ein Blockkondensator *d* eingeschaltet. Bei der notwendig hohen Empfindlichkeit des Hitzdrahtwattzeigers und den kleinen Dimensionen muß der Hitzdraht sehr dünn gemacht werden. Er besitzt daher einen Widerstand von etwa 9 Ohm. Es ist auch wenig angenehm, daß für den vollen Ausschlag des Hitzdrahtinstrumentes etwa $^6/_{10}$ Watt erforderlich sind, dafür hat man aber den Vorteil, ein direkt zeigendes Instrument zu besitzen, welches ohne weiteres auch exakte Dämpfungsmessungen auszuführen gestattet. Um ein Durchbrennen des Hitzdrahtwattzeigers zu verhindern, ist eine kleine auswechselbare Sicherung *e* vorgesehen.

Wenn es darauf ankommt, besonders kleine Energien meßtechnisch nachzuweisen, und sofern hierbei der Ausschlag des Hitzdrahtwattzeigers *c* ungenügend ist, erfolgt die Messung mittels des aperiodischen Detektor-Telephonkreises, wobei dieser mit angestöpseltem Telephon auf die jeweilig eingestöpselte Spule gelegt wird.

Als stufenweise veränderliches Glied gelangen Stöpselspulen *f* zur Anwendung, welche mit drei Kontakten versehen sind, zu dem Zwecke, die Summerkopplung richtig dimensionieren zu können. Für den Summerbetrieb wird der Summer *g* eingestöpselt und ist alsdann an die Kontakte *h* gelegt. Der Wellenmesser wirkt nunmehr als geeichter, schwach gedämpfter Sender. Als

Digitized by Google

Stromquelle dient eine kleine, in dem Wellenmesserkasten untergebrachte, leicht herausnehmbar montierte Elementbatterie *l*.

Die Wellenbereiche, welche mit den einzelnen Spulen beherrscht werden, sind folgende:

Spule 1:	45— 220 m,
Spule 2:	110— 430 m,
Spule 3:	270—1150 m,
Spule 4:	720—2500 m,
Spule 4+5:	1200—6100 m.

Um also den größten Wellenlängenbereich herzustellen, ist es erforderlich, den in die Stöpselkontakte *i* sonst bei den übrigen Messungen eingestöpselten Kurzschließer zu entfernen, und an dessen Stelle die Spule 5, welche nur mit zwei Stöpsellöchern versehen ist, einzustöpseln. Bei der Messung kann entweder von dieser oder auf eine der anderen Spulen *f* induziert werden.

Die Dimensionen jedes der beiden, eine Meßapparatur bildenden Kästchen sind $20 \times 7 \times 10$ cm.

Das Gewicht jedes der Kästchen ist ca. 1,2 kg.

i) Der Frequenzmesser von Ferrié.

Bereits 1902 hat Ferrié einen geeichten Resonanzkreis mit Hitzdrahtamperemeter benutzt.

Das Schaltungsschema des Frequenzmessers, den er seit etwa 1906 anwendet, gibt Abb. 721 wieder. Dieses zeigt, bezüglich einiger konstruktiver Einzelheiten

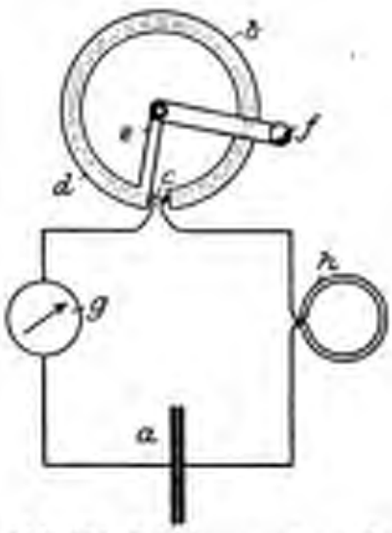


Abb. 721. Schaltungsschema des Frequenzmessers von Ferrié.

Abb. 722. Ausführung des Frequenzmessers von Ferrié.

Neuerungen. In den Meßkreis, welcher aus dem Kondensator *a* und der kontinuierlich veränderlichen Selbstinduktion *b* besteht, sind direkt das Hitzdrahtamperemeter *g*, sowie die Kopplungsschleife *h* eingeschaltet. Diese Selbstinduktion besteht aus etwa 10—20 Windungen gut isolierten, in Kreislinien angeordneten Drahtes, welcher zum größten Teil im Innern eines Metallrohres *b* in der gezeichneten Weise verläuft (siehe auch II, Abb. 946, S. 121). Anfang und Ende der Windungen ragen aus dem Metallrohre heraus. Hierselbst sind die Anschlußpunkte an den Schwingungskreis. Das eine Ende des Metallrohres *d*, welches übrigens keinen vollkommen geschlossenen Querschnitt zu zeigen braucht,

Digitized by Google

sondern z. B. auch profiliert sein kann, ist mit einem nach dem Mittelpunkt der Kreislinie führenden Leiterstück *e* verbunden, an welchem ein drehbarer Arm *f* mittels eines Drehpunktes vorgesehen ist. Im Teile *fbd* werden, sobald durch die Windungen *c* schnelle Schwingungen hindurchgehen, Induktionsströme hervorgerufen, welche den in den Windungen vorhandenen entgegenwirken. Die Gesamtselbstinduktion und hiermit die Wellenvariation des Frequenzmessers hängen somit von der Stellung des Armes *f* ab. Der Bereich ist um so größer, je mehr Windungen im Innern des Rohres vorhanden sind.

Nach Angabe von Ferrié soll die Selbstinduktionsvariation 1 : 10 betragen.

Ein Ausführungsbeispiel dieses Frequenzmessers zeigt Abb. 722. Der Kondensator ist hierbei hinter der senkrechten Hitzdrahtamperemeterplatte angeordnet.

Dem Frequenzmesser dürfte der Nachteil der ziemlich großen Dämpfung in der veränderlichen Selbstinduktion mit Abschirmrohr anhaften.

k) Der Wellenmesser von Péri.

Dieser Frequenzmesser ist für den militärischen Gebrauch in den französischen Kolonien konstruiert worden. Er zeigt daher als typische Merkmale: geringes Gewicht und bequeme Reparierbarkeit.

Um den Schwingungskreis möglichst schwach gedämpft zu gestalten, verwendet Péri zur Wellenvariation ein Flachspulvariometer, welches dem von Rendahl angegebenen sehr ähnlich ist, und das, gemäß dem Schaltungsschema von Abb. 723 (dargestellt als $g_1\, g_2$), zusammen mit einem Stufenkondensator *a* und einer Kopplungsflachspule *l* den geschlossenen Schwingungskreis bildet. *c* ist ein Schalter, um die Kapazität *a* stufenweise verändern zu können. *m* ist eine biegsame Leitungsverbindung vom Variometer nach der Kopplungsspule und

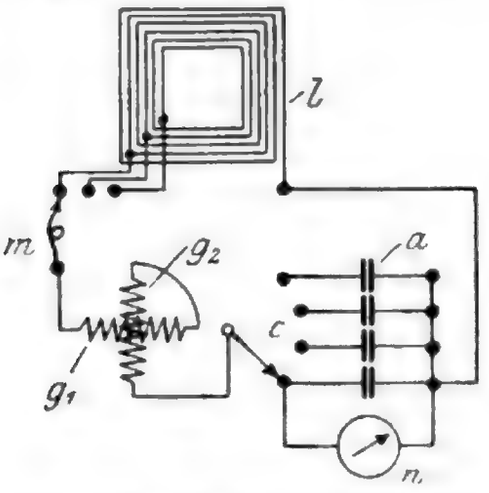


Abb. 723. Schaltungsschema des Wellenmessers von Péri.

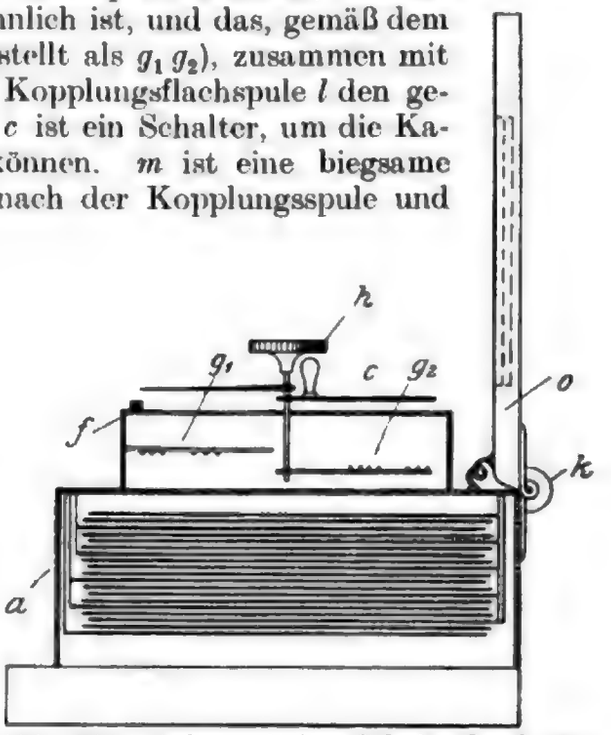


Abb. 724. Schematischer Schnitt durch den Périschen Wellenmesser.

n ein Hitzdrahtinstrument als Resonanzindikator (gestaltet als Spannungsindikator).

Einen schematischen Schnitt seitlich durch den Wellenmesser gibt Abb. 724 wieder. Die Kondensatoren *a* bestehen aus festen Metallplatten, zwischen denen Hartgummi- oder Glimmerscheiben als Dielektrikum angebracht ist. Die eine Plattenhälfte ist mit einem festen Kontakt verbunden, während die andere mit einzelnen Abzweigen versehen ist, so zwar, daß diese Platten beliebig in verschiedener und bestimmter Anzahl mittels des Schalters *c* in Serie geschaltet werden können, was durch die herausgeführten Zuleitungsenden erfolgt. Die schematische Anordnung dieses Schalters *c* ist gleichfalls in der Abbildung wiedergegeben.

Digitized by Google

Das Selbstinduktionsvariometer $g_1 g_2$, dessen bewegliche Spule mittels des Knopfes *h* bedient wird, ist in einem Metallgehäuse *f* eingeschlossen. Die Variometerspule wird nierenförmig gewickelt. Durch diese Variometerkonstruktion wird eine große Selbstinduktionsvariation bei geringem Raumbedarf erzielt, wozu noch der weitere Vorteil der geringen Spulenstreuung tritt. Ob allerdings die Reparatur eines derartigen Variometers einfach ist, mag dahingestellt bleiben.

l) Der Frequenzmesser von Culver.

Einem Wellenmesser von Pierce ist der von C. A. Culver (1908) angegebene Frequenzmesser sehr ähnlich. Das Schaltungsschema gibt Abb. 725 wieder. Ein veränderlicher Ölplattenkondensator *a* und eine auswechselbare Spule *b* bilden den Resonanzkreis. In Serie mit beiden ist als Resonanzindikator das Duddellgalvanometer *d e* geschaltet.

Wegen der hohen Empfindlichkeit des Duddellgalvanometers kann dieser Frequenzmesser auch direkt zur Fernwellenmessung benutzt werden.

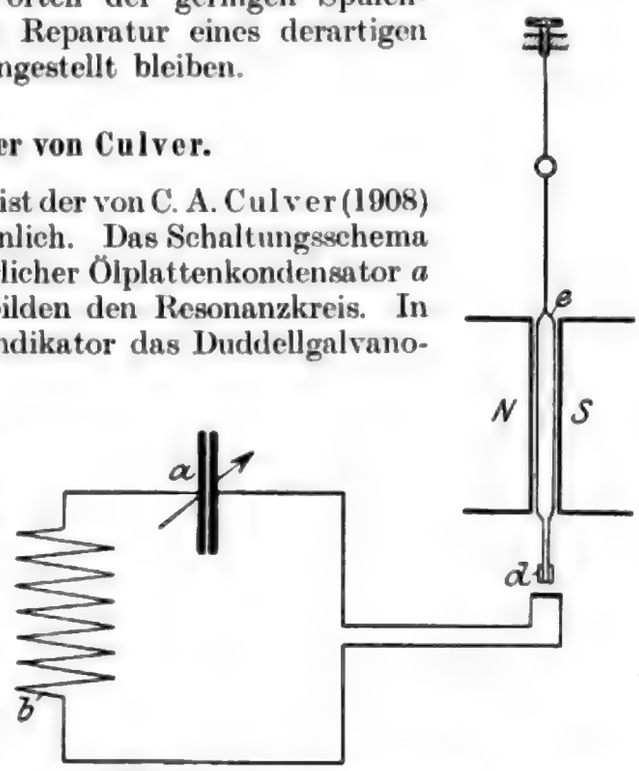


Abb. 725. Schaltungsschema des Frequenzmessers von Culver.

m) Der Wellenmesser mit gleichmäßig verteilter Kapazität und Selbstinduktion von Boas.

Dieser Wellenmesser weicht insofern von den vorstehenden Anordnungen ab, als hierbei Kapazität und Selbstinduktion nicht lokalisiert, sondern vielmehr beide in einem und demselben Apparat vereinigt sind, dessen Grundriß schematisch Abb. 726 in *c d* zeigt.

Die Eigentümlichkeit dieser Vereinigung von Kapazität und Selbstinduktion ist in II, Abb. 965, S. 130 näher besprochen. Hier möge nur erwähnt werden, daß Boas nicht einfache Kapazitätszylinder, sondern vielmehr solche in Form einer Doppelspirale *a c b d* anwendet. Hierdurch erzielt er sowohl bezüglich der Kapazität, als auch der Selbstinduktion, entsprechend dem mehrfachen Stromumlauf, eine Vergrößerung. Zwischen den beiden zu einer Spirale aufgewickelten Zylindermänteln ist selbstverständlich eine hinreichende Isolierschicht erforderlich, und man kann diese zusammen mit dem Zylindermantel entweder fest auf einer Grundplatte aufbauen oder sie zusammen mit einer dielektrischen Zwischenschicht auf einen Kern aufwickeln. Die Kapazität der Anordnung wird hierbei um so größer, je geringer die Dicke des Dielektrikums und je höher ihre Dielektrizitätskonstante ist.

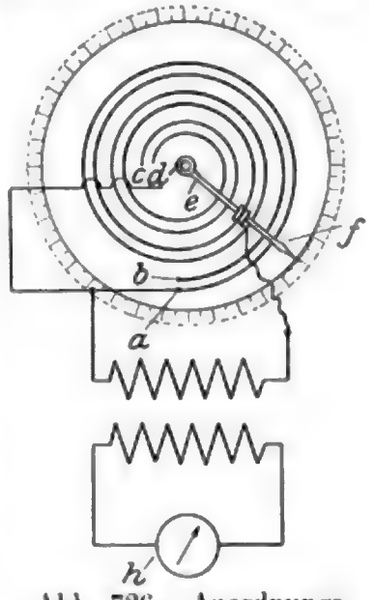


Abb. 726. Anordnungsschema des Boasschen Wellenmessers.

Die Stromabnahme von dieser Kondensatorselbstinduktion erfolgt, wie gezeichnet, durch eine auf einen drehbarem Arm *e* befindliche Stromabnehmerrolle, welche einen eine Skala bestreichenden Zeiger *f* trägt. Mit diesem Meßkreise kann z. B. induktiv, wie in der Abbildung dargestellt, ein Hitzdrahtwattzeiger *h* gekoppelt werden.

Der theoretisch recht einfache Wellenmesser soll den Vorteil einer geringen Eigendämpfung besitzen.

n) Der Wellenmesser mit gleichförmiger Eichskala von Tissot.

Bei den gewöhnlichen Resonanzkreiswellenmessern mit einem variablen Kondensator mit halbkreisförmigen Platten ist der Nachteil vorhanden, daß sich die Kapazität linear mit der Verdrehung ändert. Beträgt z. B. bei einem derartigen Drehplattenkondensator bei 50^0 die Kapazität 650 cm, so ist sie bei $100^0 = 1260$ cm und bei $150^0 = 1870$ cm. Da nun für die Wellenlänge die Quadratwurzel maßgebend ist, wird die Eichskala ungleichförmig, und die Skalenteile bei kleinen Wellenlängen werden kleiner als bei großen λ.

Für Präzisionsmessungen kann das ungenaue Resultate geben, und es hat daher Tissot (1913) einen Wellenmesser vorgeschlagen, bei dem dieser Nachteil vermieden wird, was er dadurch erreichte, daß er den Kondensator so gestaltete, daß sich die Kapazität mit der linearen Verschiebung praktisch quadratisch ändert. Auf diese Weise erhält er eine fast absolut gleichförmige Eichskala.

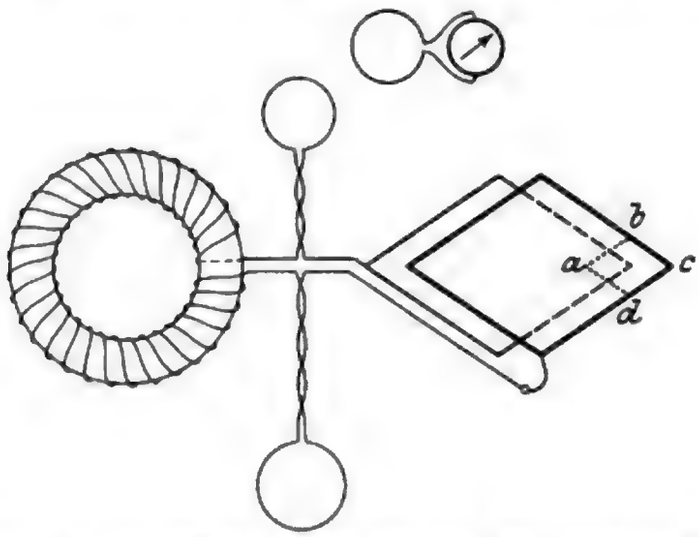


Abb. 727. Wellenmesser mit gleichförmiger Eichskala von Tissot.

Tissot verwendet zu diesem Zweck anstelle des Drehplattenkondensators einen Schiebekondensator mit rhombischen Kondensatorplatten. Zwischen den metallischen Kondensatorrhomben befinden sich Glimmerzwischenlagen, so daß die Platten geführt sind. Die Verschiebungsrichtung ist in Abb. 727 von rechts nach links.

Um die räumliche Ausdehnung zu verringern, will Tissot die Rhombusfläche $a\,b\,c\,d$ aussparen, es ist aber zu bemerken, daß die hierdurch erzielte Raumersparnis nicht sehr erheblich ist, daß ihm andererseits diese Kapazitätsfläche bei Deckung der Platten fehlt.

Damit möglichst wenig Streulinien seitens der Spulen des Wellenmessers nach außen gehen, verwendet Tissot Ringspulen, die er für größere Meßbereiche auswechselbar machen kann.

Für die Erregung des Wellenmeßkreises und des Resonanzindikators werden die bekannten Induktionsspulen verwendet, deren Zuleitungsdrähte zweckmäßig verdrallt werden.

Die Notwendigkeit einer absolut gleichförmigen Wellenlängenskala liegt im allgemeinen in der drahtlosen Technik nicht vor. Für gewisse Fälle, wo es auf möglichst weitgetriebene Genauigkeit ankommt, kann eine absolut gleichförmige Skala aber von Vorteil sein. Diese wird aber bei der Tissotschen

Digitized by Google

Konstruktion nicht oder nur in gewissem Maße vorhanden sein. Die Platten haben eine gewisse Anfangskapazität, wodurch sich eine Kapazitätskurve ergeben wird. Außerdem ist mechanisch ein Schiebekondensator minderwertig, da sich die Platten meist nur schwer gegeneinander bewegen lassen, mindestens aber leicht haken und eine genaue und rasche Einstellung sehr erschweren.

Um den von Tissot angestrebten Zweck der quadratischen Kapazitätsänderungen zu erreichen, ist ein Drehplattenkondensator, bei welchem die Drehplatten eine entsprechende Begrenzungskurve besitzen, vorzuziehen. Hierfür kommt eine solche (z. B. Fermatsche Spirale $r^2 = a^2\varphi$) inbetracht, bei welcher einer linearen Verdrehung eine quadratische Kapazitätsänderung entspricht.

B. Mit Dynamometereffekt. Einstellung und Ablesung der Wellenlänge nacheinander.

a) Der Wellenmesser mit Thomsonschem Dynamometer von Pierce.

Dieser Wellenmesser, welchen G. W. Pierce 1907 angegeben hat, besteht gemäß Abb. 728 in bekannter Weise aus einem Drehplattenkondensator *a*, einer Selbst-

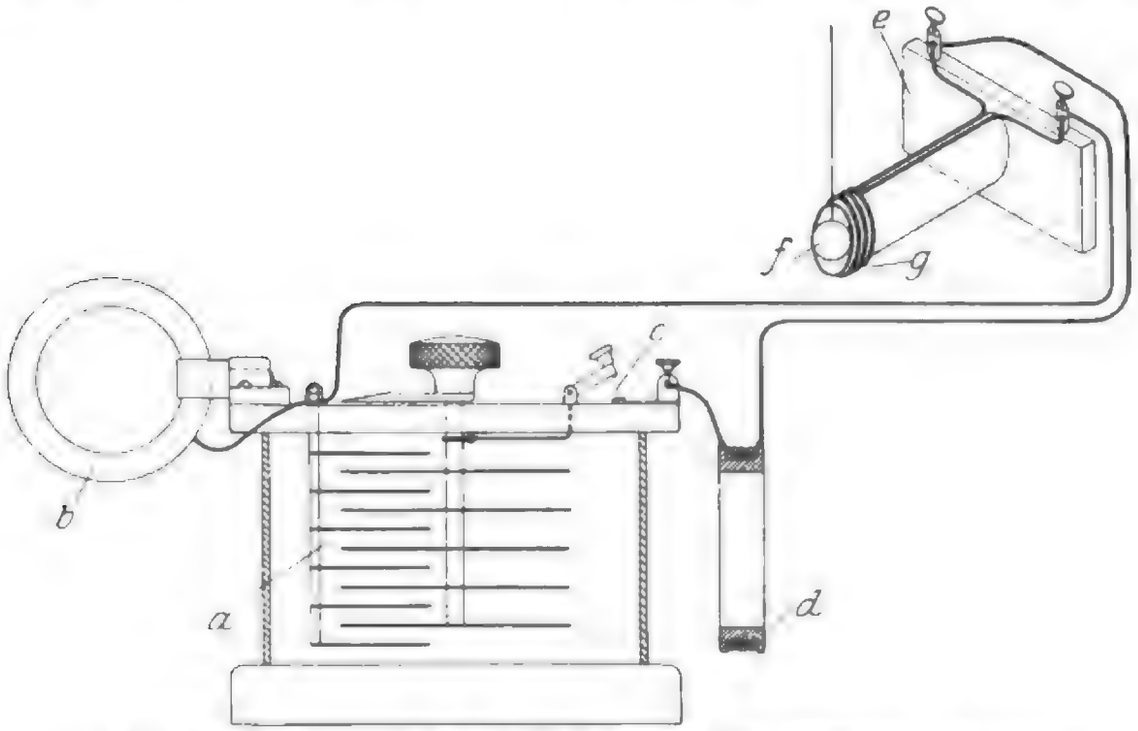


Abb. 728. Wellenmesser mit Thomsonschem Dynamometer von Pierce.

ind ktionsspule *d*, welche mittels eines Schalters *c* miteinander verbunden werden, einer verstellbaren Kopplungsspule *b* und einem Resonanzindikator *f g*, welcher aus einem Dynamometer, wie dieses E. Thomson benutzt hat, gebildet wird. Dieses Dynamometer wird gebildet aus einer kleinen, einen Spiegel tragenden Silberscheibe *f*, die an einem Quarzfaden aufgehängt ist und einer Kupferdrahtspule *g*, mit welcher sie einen Winkel von 45° bildet. Durch diese Spule geht die Hochfrequenzenergie, durch welche eine dem Quadrat der Hochfrequenzströmung entsprechende Ablenkung der Scheibe und des Spiegels, welche sich rechtwinklig zur Spulenebene einzustellen versuchen, bewirkt wird, die mittels eines Fernrohres abgelesen werden kann.

Die Empfindlichkeit des Dynamometers wird durch die Bewegung des Gestelles *e* verändert, auf das die Spule *g* aufgewickelt ist.

Anstelle des Dynamometers scheint übrigens Pierce später ein Hochfrequenztelephon als Resonanzindikator benutzt zu haben.

Digitized by Google

b) Die Wellenmeßanordnung mit Dynamometer von Mandelstam und Papalexi.

Bei sämtlichen vorstehend unter 5 beschriebenen Wellenmessern, bis auf den eben erwähnten Wellenmesser von Pierce, wurde als Resonanzindikator ein solcher benutzt, welcher auf die Wirkung von Strom oder Spannung ansprach. Mittels dieser Resonanzindikatoren konnte entweder das Resonanzmaximum festgestellt (Funkenstecke, Geißlerröhre), oder die volle Resonanzkurve nach Bjerknes aufgenommen werden (Hitzdrahtwattzeiger). Die Genauigkeit hing hierbei einmal von der Dimensionierung und Art der Meßkreise und Resonanzindikatoren ab, zum anderen Teil von der Geschicklichkeit und Sorgfältigkeit, mit welcher die Aufnahme gemacht wurde. Außerdem spielt noch bei den vorgenannten Wellenmeßmethoden bis zu einem gewissen

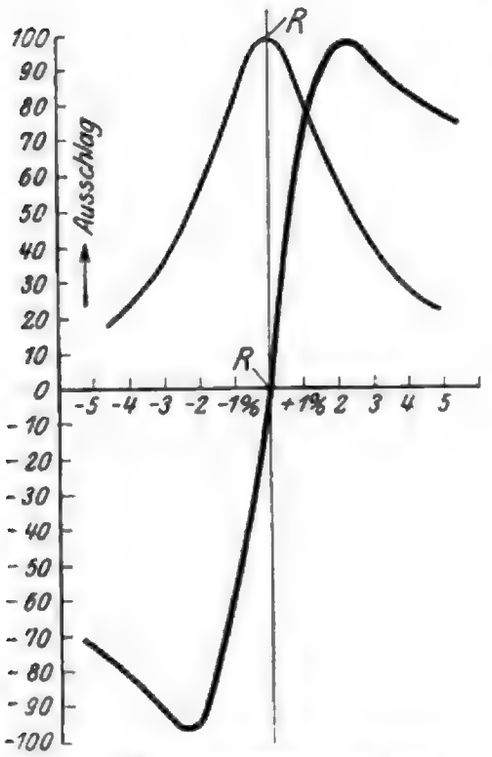


Abb. 729. Dynamometerkurve.

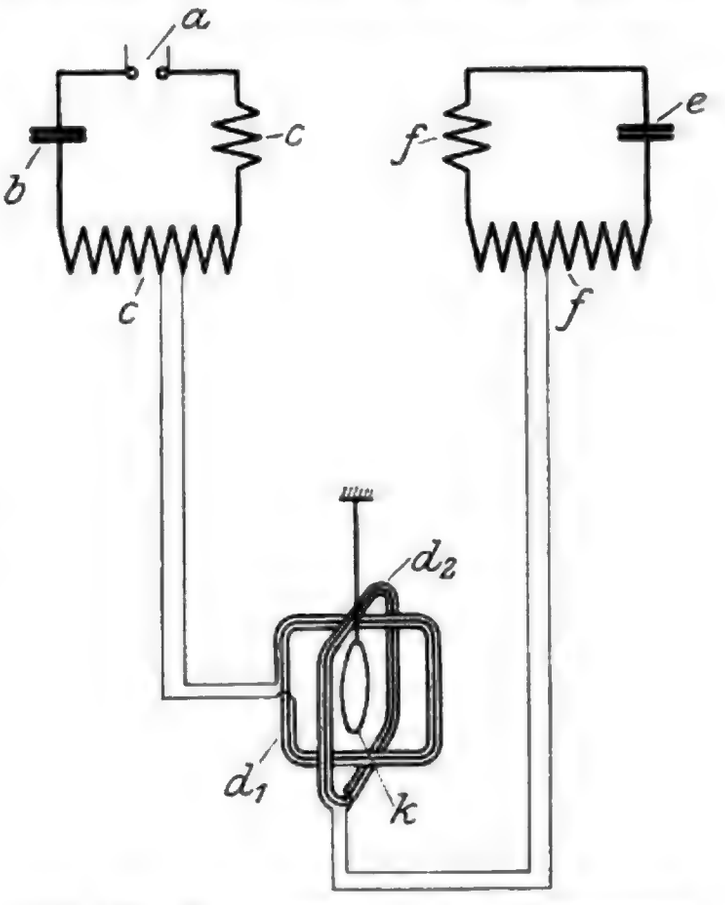


Abb. 730. Schaltungsanordnung zur Ausnutzung des Dynamometereffektes.

Grade bei Verwendung von Funkenerregung des zu messenden Systems die Regelmäßigkeit der Funkenentladungen eine Rolle.

Diese Nachteile werden zum größten Teile dadurch vermieden, daß anstelle eines der gewöhnlichen Resonanzindikatoren zur Aufnahme der Resonanzkurve oder des Resonanzmaximums eine Dynamometeranordnung verwendet wird. Eine solche ist zur Messung der Wellenlänge, Dämpfung usw. wohl zuerst von Mandelstam und Papalexi (1909) in Straßburg vorgeschlagen worden.

Sie besteht darin, daß man sowohl den Strom des zu untersuchenden Kreises, als auch den im Meßkreise induzierten Strom gleichzeitig auf zwei entsprechend im allgemeinen senkrecht zueinander angeordnete Spulen einwirken und nun entweder die eine Spule sich um die andere drehen läßt oder beide Spulen fest anordnet und für die Drehung einen auf das Drehmoment ansprechenden Kurzschlußring vorsieht.

Digitized by Google

Das in den Spulen hervorgerufene Drehmoment ist nämlich proportional dem Produkt der beiden in den Spulen fließenden Ströme, und bei den in der drahtlosen Telegraphie gebräuchlichen hohen Periodenzahlen stellt sich infolge der Trägheit die Spule, bzw. der Kurzschlußring auf einen Mittelwert ein.

Dieser Mittelwert aus den beiden Strömen wird nach Zenneck als „Dynamometereffekt" bezeichnet.

Der Wert ist Null, sobald beide Kreise sich in Resonanz befinden und erreicht ein Maximum für bestimmte von der Dämpfung und Kopplung abhängige Größen.

Die Dynamometerkurve, von welcher Abb. 729 ein Beispiel darstellt, zeigt, daß dieselbe durch den Resonanzpunkt R scharf hindurchgeht, d. h. daß diese Methode zur Bestimmung der Resonanz infolge der außerordentlichen Schärfe und Genauigkeit sehr geeignet und der gewöhnlichen Resonanzmethode der bisher betrachteten Wellenmesser wesentlich überlegen ist. Eine geringe Veränderung der Wellenlänge nach rechts oder links zeigt bereits einen erheblichen Ausschlag der beweglichen Spule. Die Wellenlänge ist hierdurch infolge des scharfen Schnittes der Kurve mit der Abszisse so genau zu bestimmen wie mit keiner anderen Anordnung.

Eine Schaltung zur Benutzung des Dynamometereffektes gibt Abb. 730 wieder. Der durch eine Funkenstrecke a erregte, aus Kapazität b und den Selbstinduktionen c bestehende, zu untersuchende Kreis ist beispielsweise induktiv mit der einen Dynamometerspule d_1 gekoppelt, die andere Dynamometerspule d_2 ist hingegen gleichfalls zweckmäßig an den Meßkreis, welcher aus Kapazität e und den Selbstinduktionen f besteht, angeschlossen. Außerdem befindet sich, wenn beide Spulen feststehend angeordnet sind, im Innenraum derselben beispielsweise ein Kurzschlußring k, welcher einen Spiegel tragen kann, auf welchen ein der jeweiligen Wellenlänge entsprechendes Drehmoment ausgeübt wird, welches null ist, sobald die beiden Kreise sich in Resonanz befinden. An dem zweiten Kreis, welcher geeicht ist, wird alsdann direkt die gesuchte Wellenlänge abgelesen, wenn das Drehmoment null ist.

Die Methode hat außer den oben genannten Vorteilen noch den, daß sie auch dann noch richtige Werte anzeigt, wenn die Kopplung zwischen dem Resonanzkreis und dem zu untersuchenden System zu fest gemacht wird, oder wenn Unregelmäßigkeiten in der Entladestrecke a auftreten, bzw. auch wenn die Amplitude der Schwingungen sich ändert.

C. Direkt zeigender Resonanzkreiswellenmesser. Einstellung und Ablesung der Wellenlänge gleichzeitig.

a) Der direkte, die Wellenlänge anzeigende Wellenmesser von Hirsch-Huth.

Bei sämtlichen bisher unter 5 A und B aufgeführten Resonanzkreiswellenmessern war stets für den jeweiligen Wellenbereich die eine Größe des Resonanzkreises konstant, während die andere Größe allmählich und zwar relativ langsam von Hand verändert wurde. Auf diese Weise kann bei Anwendung eines geeigneten Indikators das Resonanzmaximum unter Berücksichtigung verschiedener Kunstgriffe praktisch genügend scharf festgestellt werden.

Man erhält eine wesentlich andere Ausführungsform und unter Umständen auch günstigere elektrische Bedingungen, wenn man die zweite Größe nicht langsam von Hand bewegt, sondern durch ein Uhrwerk oder durch einen Elektromotor in rasche Umdrehungen versetzt und an dieser zweiten schnell variierten Größe direkt den Resonanzindikator anbringt, welcher zum Beispiel in einer empfindlichen Geißlerschen Röhre bestehen kann. Alsdann leuchtet nämlich bei hinreichender Energie und passender Kopplung diese

Digitized by Google

Geißlerröhre bei der Resonanzlage immer an einer bestimmten Stelle, der jeweiligen Wellenlänge entsprechend, auf und erscheint, wenn die Umdrehungen genügend rasch erfolgen als prägnanter leuchtender Strich. Da man eine Eichung in Frequenzen oder Wellenlängen anbringen kann, ist es auf diese Weise möglich, mittels des scheinbar feststehenden Striches die jeweilige Wellenlänge direkt abzulesen.

Um auf diese Weise die Wellenlänge zu messen, kann man entweder die Kapazität oder die Selbstinduktion des Kreises rasch rotieren lassen.

Den ersteren Konstruktionsgedanken hat R. Hirsch 1910 vorgeschlagen. Die Ausführung in Form von direkt zeigenden Frequenzmessern, seinem Vorschlage entsprechend, wird von E. F. Huth, Gesellschaft für Funkentelegraphie, Berlin, ausgeführt und auf den Markt gebracht. Dieselbe besteht gemäß Abb. 731 in folgendem: *a* ist die erste Platte eines feststehenden Plattensystemes, *b* ist eine der entsprechend in rasche Rotation zu versetzenden Platten, welche mittels einer Welle *c* angeordnet ist. Am äußeren Ende dieser Platte ist eine kleine Heliumröhre *d* angebracht, deren einer Pol kapazitiv an der rotierenden Kondensator-

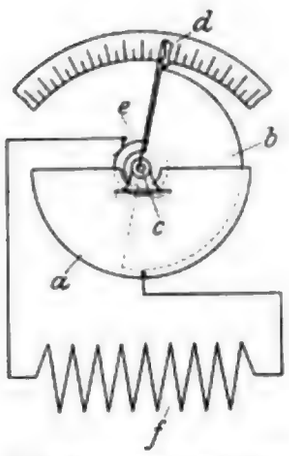


Abb. 731. Schaltungsschema des direkt anzeigenden Wellenmessers von Hirsch-Huth.

Abb. 732. Hirsch-Huthscher Wellenmesser in Schalttafelform.

platte *b* liegt, und deren anderer Pol an einen Schleifring *e* geführt ist. Hinter der Heliumröhre ist ein Stück der in Wellenlängen geeichten Skala sichtbar. Mit den festen, bzw. drehbaren Platten verbunden ist eine Selbstinduktionsspule *f*, welche gleichzeitig zur Kopplung mit dem zu messenden System dient. Die beweglichen Platten werden in rasche Rotation gesetzt und zwar etwa 1800 Touren pro Minute, was mittels eines Uhrwerkes oder kleinen Elektromotors bewirkt wird.

Die Ausführungsform des Wellenmessers richtet sich danach, ob derselbe für feste oder bewegliche Zwecke gebaut sein soll. Im ersteren Falle wird er als Schalttafelinstrument, entsprechend Abb. 732, ausgeführt, welche den Wellenmesser von vorne zeigt. Die Form ist der eines Schalttafelvolt- oder Amperemeters ähnlich; hinter der Marmorplatte befindet sich der Antriebsmotor. An den unten erkennbaren Klemmen wird die Selbstinduktionsspule angeschlossen, welche gleichzeitig zur Kopplung mit dem zu messenden System dient. Diese Form hat einen doppelten Meßbereich und zwar von 500 bis 1200 m und 1200 bis 3000 m. Die Einschaltung des einen oder anderen Meßbereiches erfolgt durch Zu- bzw. Abschalten von Kondensatorplatten, was automatisch durch Drehen um 180° des vorn in der Abb. 732 erkennbaren Hartgummiknopfes geschieht, wodurch also lediglich die Größe der Kapazität verändert wird.

Digitized by Google

Die zweite in Abb. 733 dargestellte Ausführung zeigt den Wellenmesser in der Konstruktionsform für transportable Zwecke, insbesondere auch für Laboratoriumsbedarf. Der Wellenmesser mit Antriebsmotor ist in einem drehbaren Stativ gelagert. Durch in Leder eingenähte Leitungsschnüre ist mit dem Wellenmesser die Selbstinduktionsspule, welche gleichzeitig zur Kopplung dient, verbunden. Dieser Wellenmesser wird oder wurde nur für einen Bereich gebaut, und zwar von 500 bis 2200 m.

Abb. 733. Hirsch-Huthscher Wellenmesser für transportable Zwecke.

Der Wellenmesser mit rotierendem Kondensator, an dessen Stelle man auch eine rotierende Spule verwenden könnte, hat den Vorteil, daß man mit ihm unter Umständen eine größere Genauigkeit erzielen kann als mit den vorgenannten anderen Konstruktionen, insbesondere, wenn es sich darum handelt, durch Funken erregte Schwingungssysteme zu messen. Alsdann wirkt nämlich dieser Wellenmesser integrierend, indem Unregelmäßigkeiten der Funkenfolge durch das sehr häufige Passieren der Resonanzlage eliminiert werden und an Stelle der subjektiven Ablesungsfehler ein objektives Anzeigen der Resonanzlage gegeben ist; schwankt hierbei die Intensität der Erregung, so bleibt die Resonanzlage dieselbe. Lediglich die Helligkeit des Lichtzeigers ist verschieden, und eventuell tritt eine geringe Verbreiterung des Lichtzeigers ein. Da ferner der Resonanzindikator stets nur in geringen Bruchteilen einer Sekunde die Resonanzlage passiert, ist der Energiebedarf des Wellenmessers und dadurch auch die hierdurch bewirkte Dämpfung eine sehr geringe.

Der Wellenmesser besitzt ferner den Vorteil, daß man ihn gut zu Demonstrationen, und um die Wellenlängen auf größere Entfernung sichtbar zu machen, benutzen kann, da der leuchtende Lichtzeiger, insbesondere wenn man die Skala entsprechend groß macht und schwach beleuchtet, von ferne gut abgelesen werden kann.

6. Direkt zeigende Frequenzmesser nach der Strommessungs- und Dynamometermethode.

A. Vorläufer für niedrige und mittlere Frequenzen.

a) Einleitende allgemeine Bemerkungen.

Bei allen vorstehend beschriebenen Wellenmessern nach der Resonanzmethode, mit alleiniger Ausnahme des direkt zeigenden Wellenmessers von Hirsch-Huth, mußte entweder die Kapazität oder die Selbstinduktion oder auch beide verändert werden, bis der Resonanzindikator die Maximalwirkung, nämlich im Resonanzpunkt, anzeigte.

Digitized by Google

Hierbei waren außerdem noch die Kopplung des Meßsystems mit dem zu messenden System und in den meisten Fällen auch noch die Kopplung des Resonanzindikators mit dem Meßsystem richtig einzuregulieren.

Diese Maßnahmen erfordern nicht nur, daß der die Messung Ausführende über eine gewisse Sachkenntnis verfügt und daß, wenn einigermaßen gute Resultate erzielt werden sollen, auch die richtige Kopplung benutzt wird, da sonst die Ergebnisse außerordentlich gefälscht werden können, sondern es wird auch ferner noch für die Ausführung der Messung eine gewisse Zeit benötigt. Selbst wenn der die Messung Ausführende über genügende Erfahrung und Geschicklichkeit verfügt, können, auch bei sehr schneller Erledigung der Messung, sich die elektrischen Verhältnisse vom Beginn der Messung an bis zum Schluß derselben vollkommen geändert haben.

Verfügt hingegen der Messende nicht über die nötige Sachkenntnis, so besteht neben der Möglichkeit, falsche Resultate zu erhalten, auch noch die Gefahr, daß die Meßapparatur, mindestens aber der Resonanzindikator bei zu fester Kopplung mit dem Erregersystem zerstört werden kann.

Infolgedessen ist das Streben nach einem die Wellenlängen direkt anzeigenden Instrument, ohne daß zur Feststellung des Resonanzmaximums und Ablesung der Wellenlängen andere als gewöhnliche Schalt- und Handgriffe erforderlich sind, verständlich. Ein derartiges Instrument muß bezüglich Ablesung und Bedienung ähnlich einem gebräuchlichen Volt- und Amperemeter mit einem oder mehreren Meßbereichen sein.

Selbstverständlich ist von einem derartigen direkt zeigenden Frequenzmesser nicht zu verlangen, daß mit ihm auch die anderen gebräuchlichen Messungen, wie z. B. von Kapazitäten, Selbstinduktionen, Kopplungsgraden und Dämpfungsdekrementen ausgeführt werden, wenn auch in vielen Fällen mit den direkt zeigenden Wellenmessern, soweit derartige Konstruktionen bereits heute in Anwendung sind, eine Beurteilung der Resonanzschärfe der zu messenden Schwingungen möglich ist.

Die hier vorliegende Aufgabe ist für nieder- und mittelfrequente Wechselströme bereits in verschiedener Weise gelöst worden, wobei gleich bemerkt sein möge, daß nur für Niederfrequenz geeignete Instrumente, wie z. B. der Frahmsche Lamellenfrequenzmesser, aus diesen Betrachtungen ausscheiden. Da einige dieser Frequenzmesser, bzw. deren Schaltungen oder Teile bei bereits ausgeführten, direkt zeigenden Frequenzmessern der Hochfrequenztechnik Anwendung gefunden haben, und da manche andere Konstruktionen dieser Frequenzmesser gleichfalls für Hochfrequenz verwertbar erscheinen, haben dieselben im nachstehenden Erwähnung gefunden.

Bei allen diesen Frequenzmessern wird die verschiedene Wirkung benutzt, welche auf ein gemeinsames oder zwei voneinander getrennte Meßinstrumente (dieses kann bestehen aus einem Eisenanker oder einer Spule, welche in ein Spulensystem hineingezogen oder aus diesem herausbewegt wird, aus einem Hitzdraht- oder Hitzbandinstrument, wobei auch zwei Hitzdrähte oder -Bänder auf einen gemeinsamen Zeiger wirken können, einer Dynamometeranordnung, einer Differentialelektromagnetanordnung, einer drehbaren Wirbelstromscheibe oder einer drehbaren Scheibe, welche von den im Magnetsystem vorhandenen Wirbelströmen gedreht wird, einem Quadrantelektrometer oder dergleichen) ausgeübt wird, die von zwei verschiedenen Systemen hervorgerufen wird, von denen das eine bezüglich seines Wechselstromwiderstandes anders ausgebildet ist als das andere System. So kann z. B. das eine System einen selbstinduktiven Widerstand (Selbstinduktion) enthalten, während das andere System einen Ohmschen Widerstand besitzt, oder es kann auch das eine System einen selbstinduktiven Widerstand, das andere einen kapazitiven Widerstand (Kapa-

zität) haben. Auch die Kombination, bestehend aus kapazitivem Widerstand in dem einen Zweig und Ohmschem Widerstand in dem anderen Zweig, wird angewandt. Ferner werden auch Kombinationen von selbstinduktiven und kapazitiven Widerständen, deren resultierende Werte in beiden Zweigen verschieden und in den meisten Fällen regulierbar sind, benutzt. Alle diese Anordnungen können in Serie oder parallelgeschaltet Verwendung finden, entsprechend ihrer Ausführung und Belastungsart.

b) Der Frequenzindikator von Steinmetz.

Die Anordnung, welche C. P. Steinmetz (1899) angegeben hat, besteht gemäß Abb. 734 in folgendem:

Der in den Leitungen fließende Wechselstrom, dessen Periodenzahl beliebig regulierbar sein möge, passiert die beiden Spulen *a* und *b*. Zu *a* ist ferner eine Serienkombination, bestehend aus Kondensator *c* und Selbstinduktion *d*, parallel geschaltet. Im Felde der Spulen *a* und *b* ist ein Eisenkörper *e* (Nadel, Scheibe oder Zylinder) drehbar angeordnet. Eine Spiralfeder *f* sucht den Anker in der Nullstellung, welche mittels des Zeigers *g* festgestellt wird, zu erhalten.

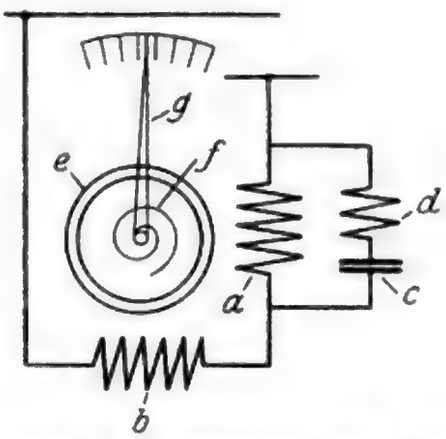


Abb. 734. Frequenzindikator von Steinmetz.

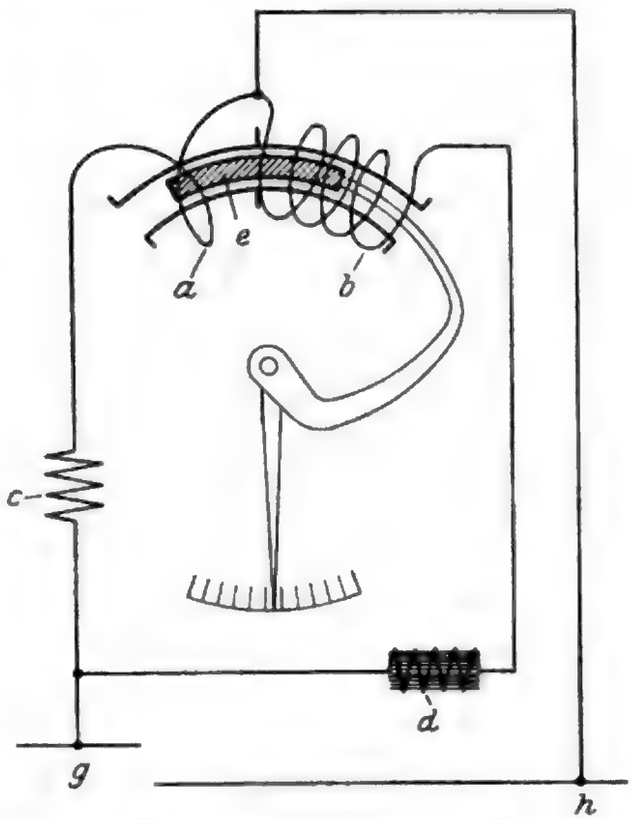


Abb. 735. Wechselstrommeßgerät von Burnand.

Die Größenverhältnisse der Spulen und des Kondensators werden so gewählt, daß bei einer bestimmten Frequenz der Strom in der Spule *a* in Phase ist mit dem Strom in Spule *b*. Auf den Anker wird alsdann keine Wirkung ausgeübt, derselbe bleibt in Ruhe, und der Zeiger zeigt auf Null.

Sobald jedoch die Frequenz wächst, ändert sich die Beziehung zwischen Kapazität und Selbstinduktion. Der Strom in *a* erfährt eine Phasenverschiebung gegenüber dem Strom in *b*, wodurch ein Drehfeld auf den Anker einwirkt, welchem aber die Torsionswirkung der Spiralfeder entgegenwirkt. Das Drehmoment auf den Anker ist um so kräftiger, je größer die Differenz der beiden Frequenzen ist.

Steinmetz hat diese Anordnung auch noch dahingehend abgeändert, daß er die beiden Spulen unabhängig voneinander erregte und in Serie mit der

einen Spule einen induktiven Widerstand, mit der anderen Spule einen Ohmschen Widerstand legte. Die Wirkung bei Frequenzänderung ist alsdann eine ähnliche wie oben.

c) Das Wechselstrommeßgerät von Burnand.

Eine ähnliche Anordnung ist 1899 von W. E. Burnand angegeben worden (siehe Abb. 735). An die Punkte *g* und *h* wird die zu messende Frequenz angelegt, *c* ist eine Spule kleiner Selbstinduktion, *d* eine solche hoher Selbstinduktion, welche gegebenenfalls noch mit fein unterteiltem Eisen gefüllt wird.

Burnand benutzte bei seiner Anordnung die Erscheinung, daß die Stromänderung mit der Frequenzänderung im Zweige *ac*, bzw. *bd* um so kleiner ist, je geringer die eingeschaltete Selbstinduktion ist. Bei wachsender Frequenz nimmt der Strom im Zweige *b d*, also auch in der Spule *b* mehr ab als in der Spule *d*. Infolgedessen wird der aus magnetischem Material (z. B. geblättertem Eisen) bestehende Anker *e* in die Spule *a* hineingezogen, und der Zeiger bewegt sich bei der Anordnung in der Abbildung nach rechts.

d) Der Frequenzmesser von Chesney und Lloyd.

Das von C. C. Chesney und J. Lloyd 1901 angegebene Instrument beruht darauf, daß in einem Kapazitätskreise die hindurchgehende Energie 1. mit wachsender Frequenz zunimmt, 2. mit wachsender Frequenz abnimmt, sofern ein Widerstand eingeschaltet ist.

Bei diesem Frequenzmesser findet ferner zur weiteren Ausnutzung dieses Gedankens gemäß Abb. 736 eine Gabelung des zu messenden Stromes statt;

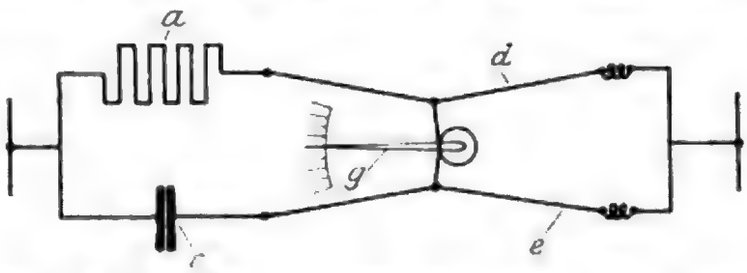


Abb. 736. Der Frequenzmesser von Chesney und Lloyd.

der eine Teil geht durch eine reine Kapazität, der andere Teil durch einen Ohmschen Widerstand. Auf die sich hierbei ergebenden Größenverhältnisse der Ströme ist unter B (S. 685 ff.) (Frequenzmesser von Ferrié) eingegangen. Entweder kann nun in jedem Zweig ein besonderes Instrument eingeschaltet sein, und alsdann das Stromverhältnis in jedem Zweige für sich gemessen werden, oder aber es wird in jedem Zweig gemäß Abb. 736 je ein Hitzdraht eingeschaltet, von welchem gemeinsam ein Zeiger betätigt wird.

Die Größe des Ohmschen Widerstandes *a* und der Kapazität *c* wird so gewählt, daß bei der normalen Frequenz die Anordnung abgeglichen und der Zeiger *g* auf Null steht. Ist die Frequenz niedriger als die normale, so geht mehr Strom durch den Ohmschen Widerstand als durch den Kondensator, der Hitzdraht *d* wird mehr ausgedehnt als *e*, und die Zeigerspitze senkt sich nach abwärts.

Das umgekehrte tritt bei höherer Frequenz als der normalen ein.

Eine Spannungsschwankung macht bei diesem Instrument nichts aus, da die Wirkung in beiden Zweigen alsdann dieselbe ist.

e) Der Dynamometerfrequenzmesser von Krukowsky.

Der direkt zeigende Frequenzmesser von A. Krukowsky (1906) (Abb. 737) besteht im wesentlichen aus zwei mechanisch miteinander festgekuppelten

Dynamometern. Beide Dynamometer sind parallel geschaltet, jedoch so angeordnet, daß die in den Spulensystemen erzeugten Drehmomente einander entgegengesetzt gerichtet sind und sich bei Nullstellung gegenseitig aufheben. Die Entfernung zwischen den Spulensystemen *a c* einerseits und *b d* andererseits muß so groß sein, daß Induktionen zwischen diesen sicher vermieden werden.

In Serie mit der Parallelschaltungsanordnung der Dynamometer ist eine Drosselspule *e* mit regulierbarem magnetischem Widerstande und ein regulierbarer induktionsloser Ohmscher Widerstand *f* geschaltet, während *g* eine andere eisenlose Selbstinduktion darstellt.

Die Funktion des Apparates läuft darauf hinaus, daß ein resultierendes Drehmoment dem jeweilig hindurchgesandten Wechselstrom entsprechend erzeugt wird, und daß der Zeiger durch Regulierung des verstellbaren Kontaktpunktes *x* des Ohmschen Widerstandes auf Null gebracht wird. Es kann infolgedessen der Widerstand *f* direkt in Periodenzahlen geeicht werden.

Ein Vorteil des Apparates soll darin bestehen, daß durch Vermeidung jedes Kondensators Oberschwingungen vermieden werden.

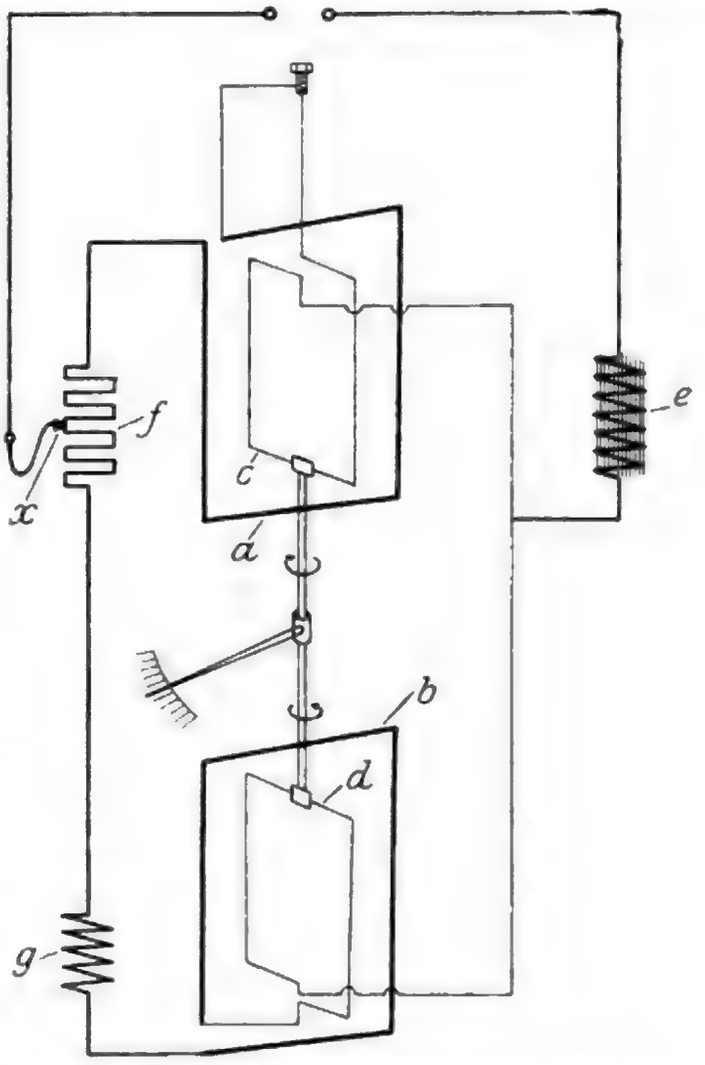


Abb. 737. Der Dynamometerfrequenzmesser von Krukowsky.

f) Frequenzmesser mit Differentialelektromagnet von Lux.

Bei dem Frequenzmesser von F. Lux (1909) gemäß Abb. 738 wird ein Differentialelektromagnet *a b* mit entgegengesetzt geschalteten Wicklungen verwendet, in dessen Innenraum ein Eisenstäbchen *f* mehr oder weniger hereingezogen wird. *c* ist ein induktionsloser, *d* ein Ohmscher Widerstand. In Serie mit beiden liegt noch ein besonderer Widerstand *e* mit hohem Temperaturkoeffizienten, um Spannungsschwankungen nach Möglichkeit zu kompensieren. Bei Spannungserhöhung erwärmt sich nämlich *e*, der Widerstand wird infolgedessen vergrößert, die erhöhte Spannung kompensiert, und es bleibt infolgedessen die Gesamtstromstärke stets konstant.

Das Eisenstäbchen *f* wird um so mehr in den Differentialelektromagneten *a b* hineingezogen, je mehr Strom durch die Windungen *b* hindurchgeht. Dieser Strom hängt seinerseits von der Periodenzahl und dem Verhalten der eisengefüllten Selbstinduktionsspule *c* ab.

Der Vorteil des Apparates soll, wie schon zum Ausdruck gebracht, in der

Digitized by Google

Spannungskompensation durch den besonderen Widerstand e mit hohem Temperaturkoeffizienten bestehen.

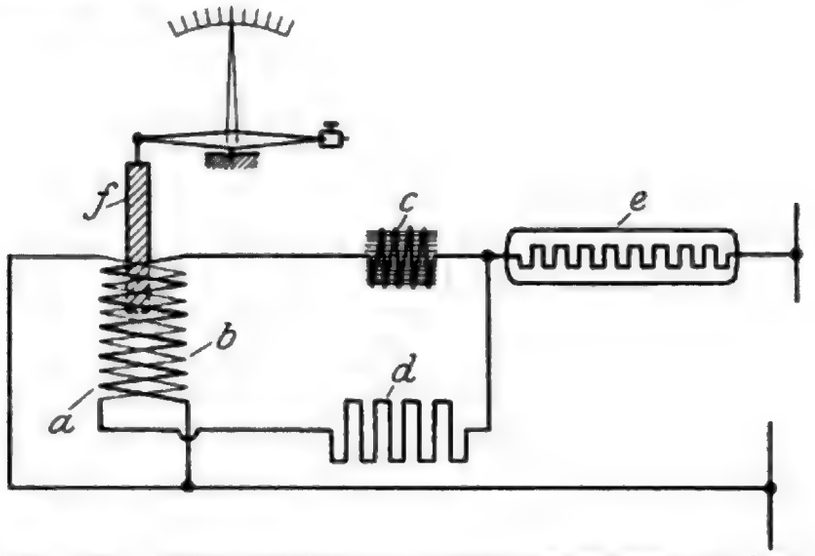


Abb. 738. Differentialelektromagnetfrequenzmesser von Lux.

g) Wirbelstromfrequenzmesser von Wild.

Bei dem Frequenzmesser von J. L. W. Wild (1911) ist die Anordnung gemäß Abb. 739 vorgesehen. Auf den Magneten a sind viele Windungen dünnen Drahtes, auf b wenige Windungen dicken Drahtes aufgewickelt. c ist ein vorgeschalteter Ohmscher Widerstand. Bezüglich des Schenkels a ist das Verhältnis $\frac{L}{w}$ groß, bezüglich des Schenkels b ist das Verhältnis $\frac{L}{w}$ klein. d ist eine drehbare Scheibe aus einem magnetischen Material. Sobalb der Apparat in Tätigkeit gesetzt wird, induzieren die Magnete in d Wirbelströme, wobei jeder Magnet versucht, die Scheibe zwischen seinen Polen herauszudrehen.

Bei Anwachsen der Periodenzahl bleibt dennoch die Spannung konstant. Durch die Windungen von a geht weniger Strom hindurch, und e dreht sich bis an einen bestimmten Punkt im Uhrzeigersinne.

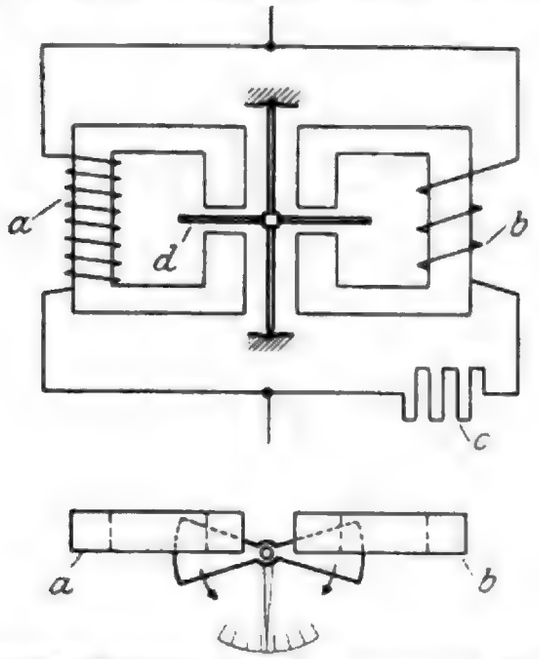


Abb. 739. Wirbelstromfrequenzmesser von Wild.

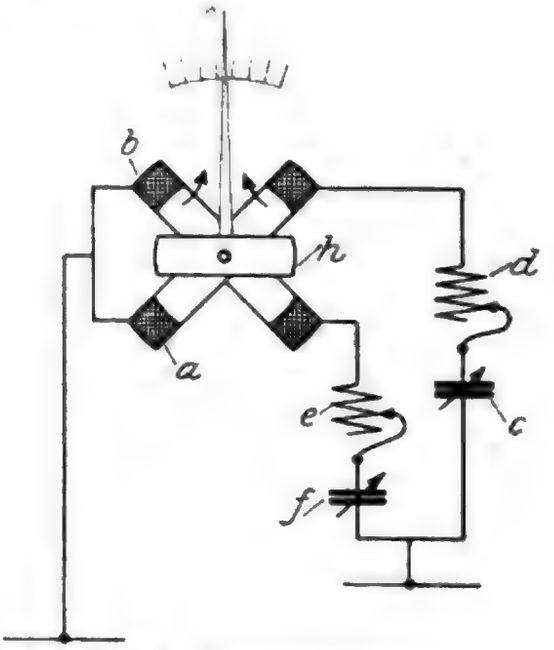


Abb. 740. Frequenzfeinanzeiger.

Digitized by Google

h) Der Resonanzspulenfrequenzmesser von Thomson-Houston Co.

Bei dem Frequenzmesser der Thomson-Houston-Company (1912) gemäß Abb. 740 werden Spulen in Verbindung mit abgestimmten Kreisen verwendet. Die eine Spule *a* ist zusammen mit der veränderlichen Selbstinduktion und dem gleichfalls variablen Kondensator *c* auf eine niedrigere Frequenz als normal, die andere Spule *b* mit der veränderlichen Selbstinduktion *e* und dem anderen Kondensator *f* ist auf eine etwas höhere Frequenz, als der normalen entspricht, abgestimmt. Die Abstimmung wird durch die variablen Selbstinduktionen und Kapazitäten bewirkt, bzw. es kann mittels dieser nachgestimmt werden. In dem Innenraum der Spulen *a* und *b* ist ein drehbarer Eisenanker *h* angebracht, welcher auch durch gekreuzte Spulen oder ähnliche Systeme ersetzt werden kann. Die Drehung dieses Ankers hängt von der Periodenzahl ab, welche durch das Gesamtsystem hindurchgeht.

Bezüglich der Feldausbildung, insbesondere auch der auf den Anker *h* einwirkenden Felder, siehe unter *i* und Abb. 751.

Das Wesen dieses Resonanzspulenfrequenzmessers besteht darin, daß in beiden Feldsystemen, sobald die Frequenz nur wenig von der Normalfrequenz abweicht, Resonanz eintritt, um einen möglichst großen Strom in einer der beiden Feldspulen zu erzielen und so das Zeigersystem zum Ausschlag zu bringen. Dieses hat für einen Frequenzmesser, welcher eigentlich ein richtiger „Frequenzfeinanzeiger" ist, den Vorteil, daß er nur in einem ganz kleinen Frequenzbereich scharf die geringste Abweichung von der Normalfrequenz anzeigt.

Für einen Wellenmesser der drahtlosen Telegraphie hingegen hat dies den Nachteil, daß man jeden größeren Frequenzbereich von mehreren Oktaven, der hierbei gemessen werden muß, nicht mehr beherrschen kann. Es treten nämlich innerhalb dieses ohnehin sehr kleinen Meßbereiches infolge sich einstellender Resonanz unstetige und abnorm große Ströme auf.

i) Der Spulenfrequenzmesser von Weston.

Dieser Frequenzmesser ist gemäß dem Schaltungsschema von Abb. 741 demjenigen von Abb. 740 der Thomson-Houston-Co. ähnlich, jedoch mit dem Unterschiede, daß hierbei nicht der Resonanzgedanke verwirklicht ist, sondern vielmehr lediglich Vorschaltwechselstromwiderstände benutzt werden.

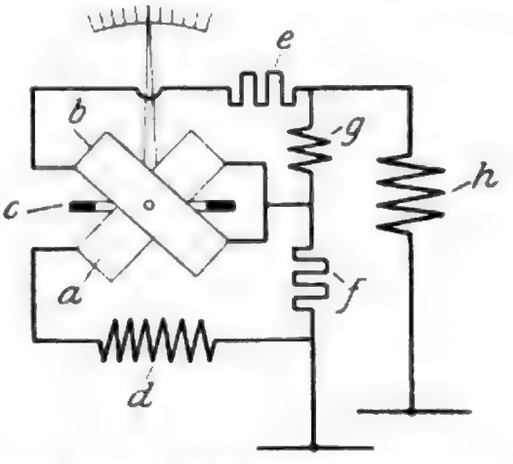


Abb. 741. Spulenfrequenzmesser von Weston.

Der Frequenzmesser enthält ein Spulensystem, bestehend aus zwei flachen Wicklungen *a* und *b*, von denen die eine in der anderen gemäß der Abbildung angeordnet ist, so daß ihre magnetischen Felder rechtwinklig zueinander verlaufen. Der Anker *c* ist nicht mit einer Feder versehen, sondern vielmehr nur mit einem kleinen Dämpfungsflügel, ähnlich wie bei manchen Weicheisen-, Volt- und Amperemetern, ausgerüstet, welcher außerdem noch zur Ausbalanzierung des Zeigers benutzt wird und sich vollkommen frei bewegen kann. Der Anker besteht aus einem sehr dünnen Eisenstäbchen von besonderer Stahllegierung mit besonders niedriger Hysteresis.

Die hintereinander geschalteten Feldspulen *a* und *b* sind in Nebenschluß zur Wechselstromleitung, deren Frequenz gemessen werden soll, gelegt, und

Digitized by Google

zwar ist die eine in Serie mit einer Selbstinduktion *d*, die andere mit einem Ohmschen Widerstand *e*. Im übrigen ist parallel zu der einen Spule *a*, einschließlich der Selbstinduktion *d*, noch ein Ohmscher Widerstand *f*, parallel zu der anderen Spule *b*, einschließlich dem Ohmschen Widerstand, noch eine Selbstinduktion *g* geschaltet. Vor die Gesamtkombination ist eine weitere Selbstinduktion *h* zur Abdämpfung der höheren harmonischen Schwingungen geschaltet.

Auf diese Weise wird von den verschiedenen Stromkreisen eine Wheatstonesche Brücke gebildet, die bei der normalen Periodenzahl abgeglichen ist. Steigt die Frequenz, so wächst der Widerstand der Selbstinduktionsspulen und stört das Gleichgewicht der Brücke, da alsdann mehr Strom durch die eine Wickelung und weniger durch die andere hindurchfließt. Infolgedessen macht sich jede Frequenzänderung durch eine Drehung des Ankers bemerkbar.

Gegen Spannungsschwankungen und gegen Verschiedenheiten der Kurvenformen soll die Anordnung verhältnismäßig unempfindlich sein.

Das Instrument scheint bisher nur für niedrige Frequenzen gebaut zu sein; es ist jedoch auch für höhere Frequenzen ohne weiteres anwendbar, sobald die von Weston benutzten Eisendrosselspulen durch Luftselbstinduktionen ersetzt werden.

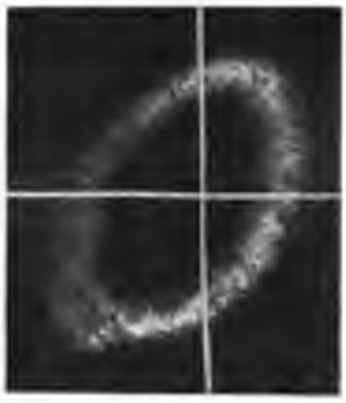


Abb. 742. Feldkurve beim Spulenfrequenzmesser (Drehfeld).

Bezüglich der Feldausbildung bei diesem und dem voranstehenden Wellenmesser von Thomson-Houston mögen hier an Hand der mit der Braun-Zenneckschen Röhre aufgenommenen Feldkurve von Abb. 742 folgende Ausführungen Platz greifen.

Es wirken bei diesen Frequenzmessern auf den Anker gleichzeitig zwei Wechselfelder, welche durch die beiden senkrecht zueinander stehenden Spulen *a* und *b* erzeugt werden.

Im allgemeinen entsteht beim Zusammenwirken mehrerer Wechselfelder kein einfaches resultierendes Wechselfeld, sondern vielmehr ein Drehfeld; nur in dem Fall, daß die Ströme der ursprünglichen Felder phasengleich sind oder 180° Phasenverschiebung gegeneinander besitzen, bilden sie ein einfaches neues Wechselfeld.

Das als Anker dienende Kurzschlußsystem dreht sich bei einem einfachen Wechselfeld vollständig aus dem Wechselfeld heraus, so daß alsdann keine Wirbelströme mehr erzeugt werden können.

Bei den Frequenzmessern von Thomson-Houston und Weston wird nun nicht ein einfaches resultierendes Wechselfeld, sondern vielmehr ein elliptisches Drehfeld, entsprechend der Aufnahme mit Braun-Zenneckscher Röhre nach Abb. 742, erzeugt.

Da man sich nun jedes elliptische Feld aus einem kreisförmigen Drehfeld und aus einem einfachen Wechselfeld zusammengesetzt denken kann, so kommt die Einstellung des Ankers dadurch zustande, daß derselbe sich in der Hauptsache in der Richtung dieses Wechselfeldes einstellt, und daß durch das Drehfeld nur eine Abweichung von dieser Hauptrichtung bewirkt wird. Die Feld- und sonstigen Dimensionen müssen hierbei so gewählt werden, daß das Drehfeld nicht die Oberhand bekommt, da sonst der Anker in dauernde Rotation versetzt werden würde und infolgedessen für ein Meßinstrument unbrauchbar wäre.

Infolge dieser Besonderheit der Feldeinwirkung kann sich das Zeigersystem bei derartigen Instrumenten nicht wesentlich aus dem Felde herausdrehen, und infolgedessen brauchen solche Instrumente relativ viel Strom, um die nicht unerheblichen Wirbelstromverluste zu decken.

Digitized by Google

Ein weiterer Nachteil ist noch der, daß der eine Teil der Energie für die Richtkraft benutzt wird und sich der Anker und der Zeiger nur ungenau und auch zu langsam einstellen. Weiter kommt hinzu, daß bei senkrecht aufeinander stehenden Spulenebenen der Drehbereich des Zeigers nur 90° betragen kann; infolgedessen besitzt das Instrument nur eine kleine brauchbare Skala.

B. Der direkt zeigende Frequenzmesser von Ferrié.

G. Ferrié benutzte für seinen Frequenzmesser (1909/10) das obige Prinzip der Gabelung des Stromes zwischen Ohmschem Widerstand und selbstinduktivem Widerstand (Krukowsky, Abb. 737, S. 681) unter Verwendung von einem oder besser noch zwei getrennten Hitzdrahtinstrumenten (Chesney und Lloyd (Abb. 736, S. 680), wobei deren Zeiger sich kreuzen und im Kreuzungspunkte direkt die Wellenlänge anzeigen.

So kann z. B., wie das Stromverzweigungsschema von Abb. 743 zeigt, der linke Zweig außer einem Hitzdrahtamperemeter (siehe unten unter *h*) einen Ohmschen Widerstand von geringer Selbstinduktion besitzen, während der rechte Zweig gleichfalls außer einem Hitzdrahtamperemeter eine Selbstinduktion von kleinem Ohmschen Widerstand, oder aber an deren Stelle eine Kapazität aufweisen kann.

In diesem Falle ergibt sich das Verhältnis der beiden Ströme, wie unschwer nachzuweisen ist, aus folgender Formel:

$$\frac{J_1}{J_2} = \frac{\sqrt{w_2^2 + (\omega L_2)^2}}{\sqrt{w_1^2 + (\omega L_1)^2}}$$

wenn generell ist

$$J_1 = \frac{V}{\sqrt{w^2 + (\omega L)^2}}.$$

Ist also der Widerstand des linken Zweiges erheblich größer als die Selbstinduktion, so gilt folgender Ausdruck:

$$\frac{J_1}{J_2} = \frac{\omega L_2}{w_1}.$$

Man hat somit aus dem Verhältnis der Ströme ohne weiteres die Frequenz.

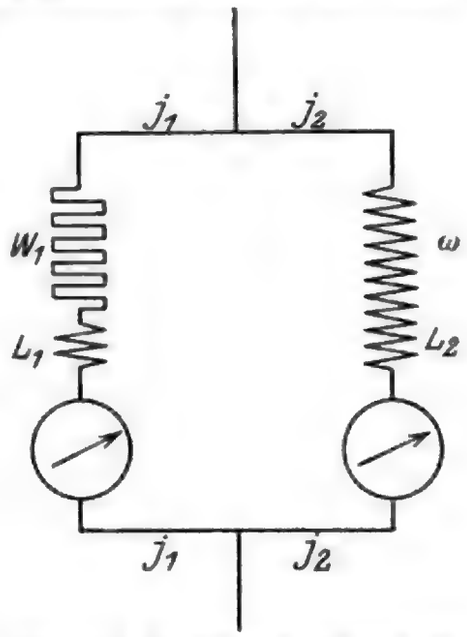


Abb. 743. Schema des direkt zeigenden Frequenzmessers von Ferrié.

Ist hingegen der Widerstand beider Zweige im Verhältnis zur Selbstinduktion nur gering, so ergibt sich für das Verhältnis der Ströme der Ausdruck:

$$\frac{J_1}{J_2} = \frac{L_2}{L_1}.$$

Hat man schließlich im rechten Zweige anstelle der Selbstinduktion einen Kondensator, so ergibt sich für das Verhältnis der Ströme die Formel

$$\frac{J_1}{J_2} = \frac{1}{\omega C \cdot w_1}.$$

Von Ferrié ist dieses Prinzip nun zur Konstruktion seines Frequenzmessers in der Weise verwendet worden, daß er die Zeiger der beiden Hitzdrahtinstrumente sich über einer Skala kreuzen läßt. Man erhält alsdann für eine gegebene Wellenlänge sowohl einen bestimmten Ausschlag des linken als auch des rechten Hitzdrahtinstrumentzeigers und somit auch für diese Frequenz einen genau

Digitized by Google

definierten Punkt auf der Skala des Instrumentes. Nimmt die Stromstärke, die durch das Verzweigungssystem durchgeleitet wird, zu, so ergeben die Zeiger einen größeren Ausschlag, und der Schnittpunkt der Zeiger ergibt einen andern Punkt.

Abb. 744. Direkt zeigender Frequenzmesser mit gekreuzten Zeigern von Ferrié.

Es liegen nun sämtliche Punkte bei verschiedenen Stromstärken aber derselben Frequenz auf je einer Kurve, wie dies die photographische Abbildung eines derartigen Frequenzmessers nach Ferrié (Abb. 744) zeigt. Man bekommt für jede andere Frequenz eine neue Kurve und kann somit durch Anwendung des Interpolationsverfahrens jede Frequenz eines Stromes, der durch das Verzweigungssystem hindurchfließt, ablesen.

Nachteile dieses Frequenzmessers sind erstens die Tatsache, daß der Nullpunkt derartiger Instrumente nicht konstant zu halten ist, und daß ferner die Hitzdrähte sehr viel Energie verbrauchen. Diese beiden Übelstände sind so vorwiegend, daß dieser Frequenzmesser selbst bei Sendern, bei denen beliebig große Energiemengen vorhanden waren, nicht dauernd benutzt werden konnte, da die Meßresultate infolge des schwankenden Nullpunktes zu ungenau werden.

C. Der Wechselstromwiderstands-Frequenzmesser von W. Hahnemann.

Bei dem Wechselstromwiderstandsfrequenzmesser von W. Hahnemann (1910) werden, ähnlich wie bei Burnand (siehe Abb. 735, S. 679) und bei Chesney und Lloyd (siehe Abb. 736, S. 680) zwei verschiedenartige Wechselstromwiderstände, z. B. ein Ohmscher Widerstand und ein Selbstinduktions- bzw. Kapazitätswiderstand parallel oder in Serie mit dem zu messenden Stromkreis und mit einem Anzeigeinstrument geschaltet. Es sind alsdann in den beiden Widerständen bei Parallelschaltung die Ströme, bzw. bei Serienschaltung die Spannungen in den einzelnen Zweigen bei voneinander abweichenden Periodenzahlen voneinander verschieden, da der Wechselstromwiderstand des einen Zweiges sich bei Variation der Periodenzahl anders verändert als der des anderen.

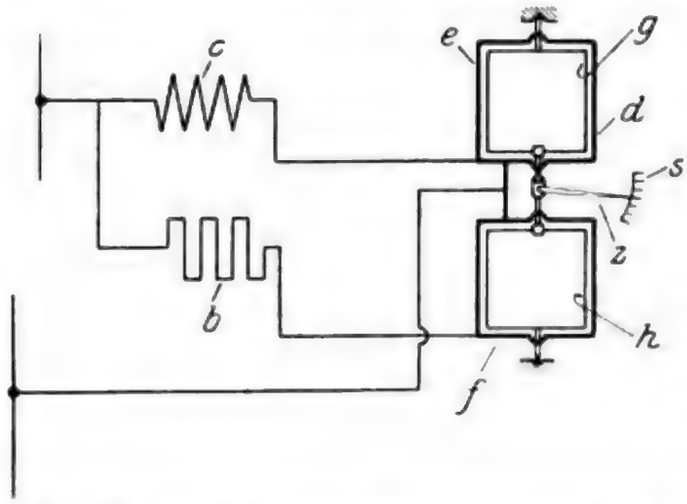


Abb. 745. Wechselstromwiderstandsmeßeinrichtung von W. Hahnemann.

Digitized by Google

Durch die so entstehenden Ströme, bzw. Spannungen wird nun z. B., ähnlich wie bei Krukowsky (siehe Abb. 737, S. 681) ein Instrument beeinflußt, welches das Verhältnis der beiden Ströme, bzw. Spannungen anzeigt. Dieses Instrument kann direkt in Frequenzen geeicht werden.

Ein Ausführungsschema dieses Wechselstromwiderstandsfrequenzmessers ist in Abb. 745 wiedergegeben. Von der Wechselstromquelle oder Leitung, deren Frequenz gemessen werden soll, geht der Strom z. B. teils durch einen selbstinduktiven Widerstand *c*, teils durch einen Ohmschen Widerstand *b*, also durch die parallel geschalteten beiden Wechselstromwiderstände und weiterhin in Serie hiermit durch das Anzeigeinstrument *d*, welches z. B. aus zwei festen, senkrecht zueinander stehenden und untereinander angeordneten Spulen *e* und *f*, deren Mittelachse gemeinsam ist, besteht, und zwei um diese Mittelachse frei drehbare kurzgeschlossene, miteinander starr verbundene Spulen *g* und *h*, an denen der Zeiger *z* befestigt ist, der eine Skala *s* bestreicht, welche direkt in Frequenzen geeicht sein kann.

Die Wechselstromwiderstände *b* und *c* können auch so geschaltet werden, daß sie in Serie zur Wechselstromquelle liegen. Die Spulen des Instruments *d* werden alsdann gleichfalls in Serie geschaltet und zweckmäßig vor den Wechselstromwiderständen abgezweigt.

Welche Art der Schaltung gewählt wird, ob Parallel- oder Serienschaltung, hängt von den jeweilig benutzten Dimensionen der Wechselstromwiderstände und vom Instrument *d* ab, und es kann, wie schon erwähnt, anstelle eines selbstinduktiven Widerstandes *c* auch ein Kapazitätswiderstand (Kondensator) benutzt werden.

D. Der direkt zeigende Frequenzmesser von G. Seibt.

Dieser Frequenzmesser (1911), welcher gleichfalls unter die Gruppe der Instrumente gehört, die nicht mittels Resonanzeinstellung arbeiten, beruht darauf, daß zwei voneinander getrennte, feststehende Spulen einen beweglichen, segment- oder sektorförmigen Anker in entgegengesetztem Sinne beeinflussen, wobei die als Thomson-Effekt bekannte Erscheinung der Drehung eines Kurzschlußringes vor einer Spule, ähnlich wie bei dem Wellenmesser von Pierce (siehe Abb. 728, S. 673), benutzt wird. In die Zuleitung der einen Spule ist eine Selbstinduktion *d*, in die der anderen eine Kapazität *e* eingeschaltet, um die Abhängigkeit der jeweiligen Stromstärke von der Frequenz herbeizuführen, ähnlich wie dies bei den meisten der bisher beschriebenen direkt zeigenden Frequenzmessern erreicht wurde. Die Felder dieser Spulen sollen eine gegenseitige Phasenverschiebung besitzen, so daß ein „Schwimmen" des Ankers vermieden wird.

Die sich ergebende Anordnung geht aus der schematischen Abb. 746 hervor. Diese zeigt, daß der Anker und seine Befestigung mit der Drehachse derart ist, daß ersterer nur durch eine einzige hindurchgelegte Ebene symmetrisch zerteilt werden kann, daß hingegen jede andere durch ihn gelegte Ebene ihn in ungleiche Teile zerlegt; seine segment- oder sektorförmige Gestalt ist ferner derart, daß er entweder einen Ausschnitt aus einer Scheibe, deren Fläche senkrecht zur Drehachse liegt, oder einen Ausschnitt aus einem Zylindermantel bildet, wobei die von Kraftlinien durchsetzte Fläche der feststehenden Systeme und des Ankers in Winkelgraden gemessen mehr als 90^0 und zwar vorteilhaft etwa 180^0 beträgt.

Durch die in der Abbildung wiedergegebene Anordnung ist eine verhältnismäßig feste Kopplung des Ankers *a* mit den feststehenden Spulen *b* und *c* gewährleistet, da der Abstand zwischen Anker und Spulen so klein gemacht werden kann, daß gerade kein Schleifen eintritt. Der Arbeitswinkel bei dieser Anord-

Digitized by Google

nung beträgt etwa 110°. Mit dem rahmenartigen Anker ist ein Zeiger z verbunden, der die in Wellenlängen geeichte Skala s bestreicht.

Eine kritische Frage der direkt zeigenden Wellenmesser, insbesondere aber des Seibtschen Wellenmessers ist die Abhängigkeit der Angaben des Instrumentes von der Stärke der Erregung der Feldspulen und der Energiezufuhr zu den feststehenden Spulen. Ist diese zu gering, so spricht der Wellenmesser entweder überhaupt nicht mehr an, oder die Eichung verschiebt sich, um so mehr, je mehr die Energie unter die zulässige Grenze sinkt.

Ist hingegen die zugeführte Energie zu groß, so können die aktiven Teile des Wellenmessers beschädigt werden.

Um beides zu vermeiden, schaltet Seibt entweder mit dem Wellenmesser ein Amperemeter in Serie, welches für das Instrument die zulässige und erforderliche Stromstärke anzeigt, oder, was noch einfacher ist, er verwendet an Stelle des Amperemeters eine kleine Glühlampe, deren Glühfaden so dimen-

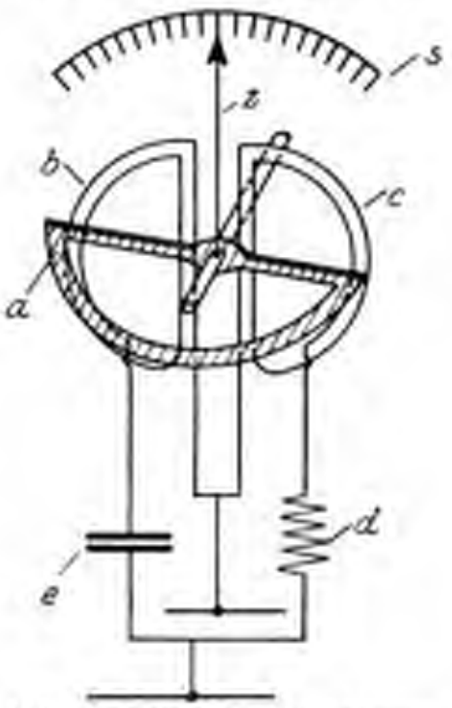


Abb. 746. Schema des direkt zeigenden Frequenzmessers von G. Seibt.

Abb. 747. Direkt zeigender Frequenzmesser von Seibt.

sioniert ist, daß er bei normaler Stärke rotglühend, bei Annäherung an die obere Grenze weißglühend wird.

Eine Ausführungsform dieses direkt zeigenden Wellenmessers für einen Meßbereich von etwa 200 m bis 3000 m oder 800 m bis 4500 m zeigt Abb. 747. Der zweite Meßbereich wird dadurch erzielt, daß mittels eines am Wellenmesser angebrachten Schalters ein Teil eines der Wechselstromwiderstände kurzgeschlossen wird. Die Skalen des Wellenmessers sind allerdings nicht in ihrem ganzen Bereiche vollkommen gleichförmig.

In den Wellenmesserschutzkasten sind außer dem Spulensystem und dem Anker die Vorschaltwechselstromwiderstände eingebaut. Die oben erwähnte Schutzglühlampe ist in Abb. 747 über den Skalen erkennbar. Zur Ankopplung des Wellenmessers an das zu messende System (bei einer Antenne am besten die Erdverbindung, um mit möglichst niedrigen Spannungen zu arbeiten) dient noch eine besonders kleine Kopplungsvorrichtung, bestehend in einer Spiralspule mit kontinuierlich einregulierbarem Kontakt und vier Kontaktklemmen, welche einen ziemlich verlustfreien Nebenschluß darstellt.

Digitized by Google

E. Der direkt zeigende Wellenmesser von O. Scheller.

Bei dem direkt zeigenden Wellenmesser von O. Scheller und der Lorenz A. G. (1913) liegt eine ähnliche Anordnung zugrunde wie bei den Spulenfrequenzmessern von Thomson-Houston und Weston.

Das Anordnungsschema zeigt Abb. 748.

In den Hochfrequenzkreis, dessen Frequenz direkt angezeigt werden soll, ist ein Shuntsystem, bestehend aus den Kondensatoren *a* und *b* und den Selbstinduktionsspulen *c* und *d*, eingeschaltet. Von diesen beiden Shuntzweigen ist je eine Feldspule *e* und *f*, z. B. wie dargestellt, abgezweigt. Im Felde dieser Spulen ist ein Kurzschlußanker *g* vorgesehen, welcher aus einer größeren Zahl von miteinander verbundenen Einzelleitern besteht, derart, daß dieses Ankerdrehsystem magnetisch zweiseitig symmetrisch, elektrisch aber allseitig symmetrisch ist, wodurch die störende Wirkung elektrischer Felder auf den Anker

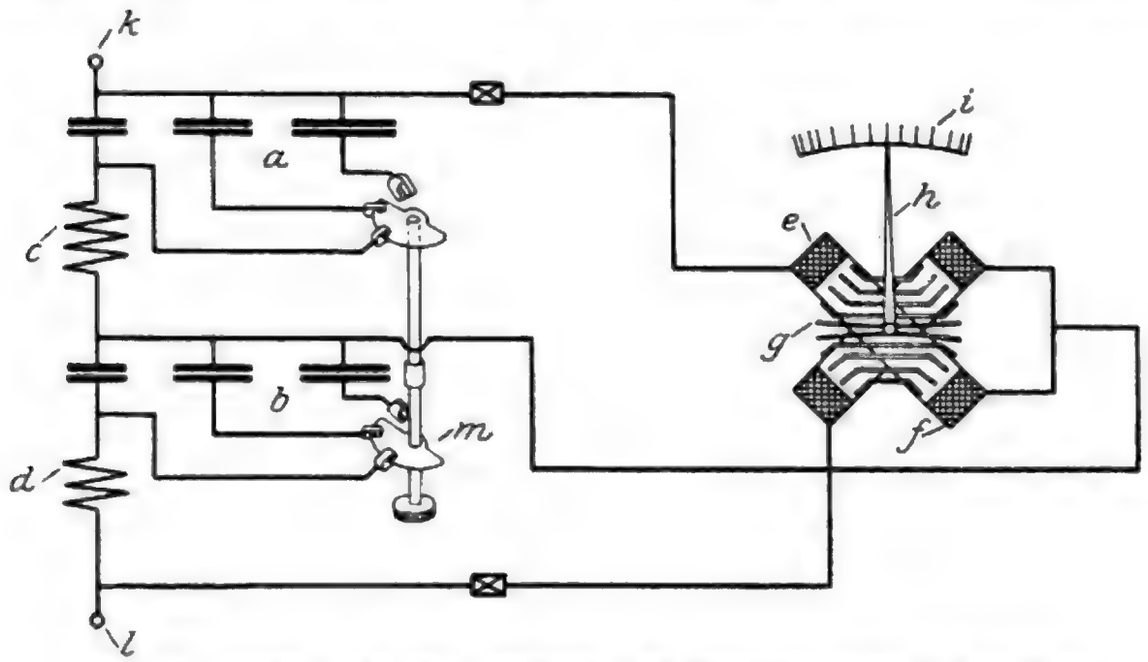


Abb. 748. Schema des direkt zeigenden Frequenzmessers von O. Scheller.

unwirksam gemacht wird, sogar dann, wenn die Felder im Instrument selbst erzeugt werden sollten.

Mit dem Anker ist ein Zeiger *h* verbunden, welcher die direkt in Wellenlängen geeichte Skala *i* bestreicht. Ferner ist noch ein Schalter *m* vorgesehen, welcher verschiedene Kapazitätsgrößen der Shunts mit einem Handgriff einzustellen gestattet, wodurch der Wellenmesser für mehrere, im vorliegenden Falle drei Meßbereiche brauchbar wird.

Die Dimensionierung der Shunts und die infolgedessen hervorgerufene Feldausbildung für den Anker ist folgende:

Die Größen der beiden Shuntzweige sind so gewählt, daß die Spannung bei Änderung der Wellenlänge erst an dem einen System, dann an dem anderen System Null wird, was nur dann möglich ist, wenn einmal der Wechselstromwiderstand des einen Shunts *a c*, dann der des anderen Shunts *b d* verschwindet. Hierzwischen ist noch der Wechselstromwiderstand des gesamten Shunts einmal gleich Null.

Infolge dieser Dimensionierung nehmen diese Wechselstromwiderstände überhaupt nur kleine Werte an, und das Instrument kann direkt an den Klemmen *k* und *l* in den zu messenden Schwingungskreis, z. B. in die Antenne geschaltet

Digitized by Google

werden, ohne diesen Kreis merklich zu beeinflussen, zu verstimmen oder zu dämpfen.

Durch die fast völlige Vermeidung von Ohmschen Widerständen entstehen im Feldspulensystem nur einfache Wechselfelder und keine Drehfelder, so daß das gesamte Wechselfeld als Richtkraft für den Anker ausgenutzt wird.

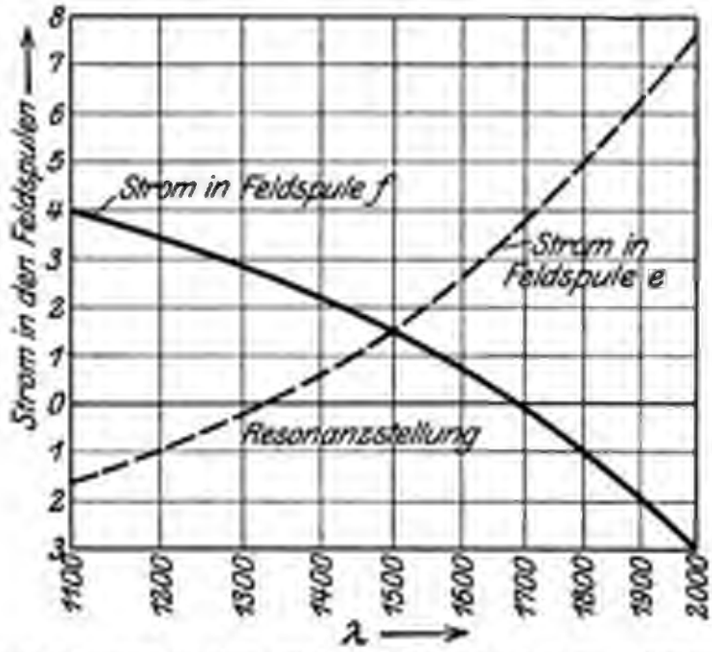


Abb. 749. Stromverteilung in den beiden Feldspulen bei verschiedenen Frequenzen.

Die entstehenden Wechselfelder sind alle gleichphasig oder haben 180° Phasenverschiebung. Sie setzen sich infolgedessen zu einem einzigen resultierenden Wechselfeld zusammen, dessen Richtung nur von dem Verhältnis und der Größe der Einzelfelder abhängt. Der Anker stellt sich daher streng in die Richtung jenes Wechselfeldes ein.

Ein Beispiel der Stromverteilung in den beiden Feldspulen bei verschiedenen

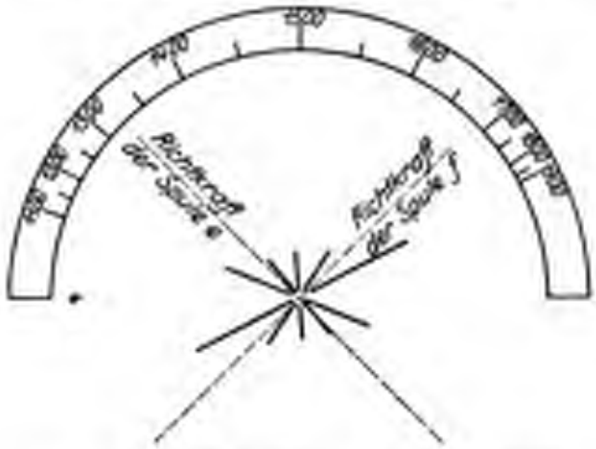


Abb. 750. Einstellung des Zeigersystems.

Abb. 751. Feldverteilung im direkt zeigenden Frequenzmesser.

Frequenzen ist in Abb. 749 dargestellt. Durchfließt ein Strom eine höhere Frequenz des auf die kleine Welle abgestimmten Shunts $a\,c$, z. B. 1320 m, so stellt sich das Zeigersystem in den linken Sektor der gekreuzten Spulen ein (siehe Abb. 750). Entspricht die vorhandene Frequenz gerade der Abstimmung des einen Shunts, so stellt sich der Zeiger nur in das eine Feld der Spule, die

Digitized by Google

zum anderen Shunt parallel liegt, ein, da die Spule, die zum ersten Shunt parallel liegt, keinen Strom führt, weil keine Spannung am Shunt auftritt. Liegt die Frequenz zwischen der Abstimmung beider Shunts, so wirkt der eine Shunt als Kapazität und der andere als Selbstinduktion. Der Anker und damit der Zeiger stellt sich alsdann in den mittleren Sektor ein.

Ist die Frequenz niedriger als die Abstimmung eines der beiden Shunts, so wirken beide Shunts nur als Kapazität, und der Zeiger stellt sich in den rechten Sektor der gekreuzten Spulen ein.

Ein Bild der Feldverteilung, aufgenommen mit Braun-Zenneckscher Röhre, ist in Abb. 751, welche der schematischen Einzeichnung der im übrigen auch rechnerisch ermittelten Felder von Abb. 749 zugrunde gelegen hat, wiedergegeben. Die Wechselfelder setzen sich immer nur zu je einem einzigen resultierenden Wechselfeld zusammen, dessen Richtung nur von dem Verhältnis

Abb. 752. Ansicht des direkt zeigenden Frequenzmessers von O. Scheller.

und der Größe der Einzelfelder abhängt. Das Drehsystem stellt sich infolgedessen streng in die Richtung jenes Wechselfeldes ein. Es sind bei der Aufnahme von Abb. 751 verschiedene Frequenzen dargestellt und zwar für 1140 m λ, für 1350 m λ, für 1490 m λ, für 1630 m λ und für 1900 m λ. Sämtliche Aufnahmen zeigen, daß nur reine Wechselfelder auftreten.

Ferner ist klar, daß die Skala nur an den äußersten Enden zusammengedrängt und ungleichförmig wird, im hauptsächlichen mittleren Bereiche dagegen nahezu fast vollkommen gleichförmig ist.

Bezüglich der Konstruktion und Ausführung des Wellenmessers ist folgendes zu bemerken.

Die in einem Metallgehäuse angeordneten Feldspulen nebst Zeiger und Skala, beiden Sicherungen und dem Umschalter der Shuntkapazitäten, welche konstruktiv zu einem Ganzen vereinigt sind (Schalttafelform), gehen aus Abb. 752 hervor.

Der Anker, bestehend in einer größeren Anzahl einzelner, aus Leichtmetall hergestellter Kurzschlußrähmchen, ist aus Abb. 753 ersichtlich. Die Form ist so gewählt, daß nahezu sämtliche Kraftlinien der Feldspulen durch die Anker-

Digitized by Google

leiter hindurchgehen, und daß bereits bei geringen Stromstärken im Anker größere Richtkräfte erzeugt werden, was der Genauigkeit der Einstellung wesentlich zugute kommt. Letztere ist nur abhängig von der Reibung und genauen Ausbalanzierung des drehbaren Systems. Wäre die Reibung vollkommen zu vermeiden und die Ausbalanzierung genau herbeizuführen, so würde sich

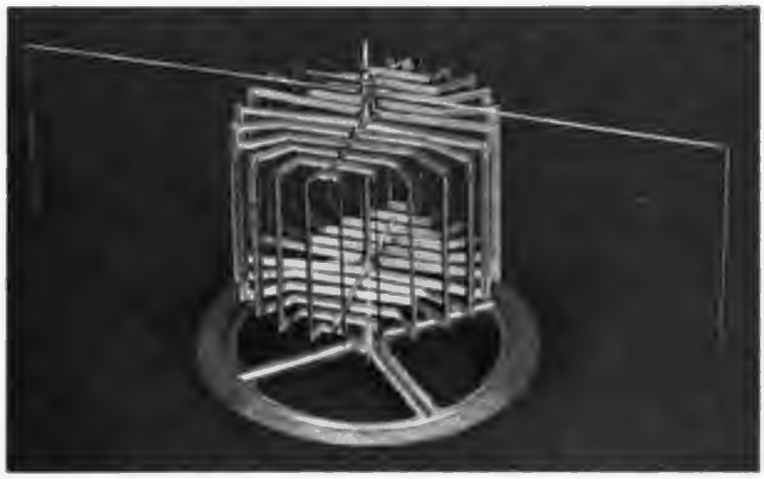


Abb. 753. Anker und Zeiger des direkt zeigenden Frequenzmessers.

der Zeiger stets vollständig in derselben Richtung und unabhängig von irgend einer Stromstärke einstellen. Infolge der bei der Fabrikation nicht zu vermeidenden unteren Reibungsgrenze in den Ankerlagern läßt sich dieses jedoch nur bis zu einem gewissen Grade erreichen. Die Meßgenauigkeit des Instrumentes hängt daher von den erzielten Richtkräften der Feldspulen im Anker ab. Da

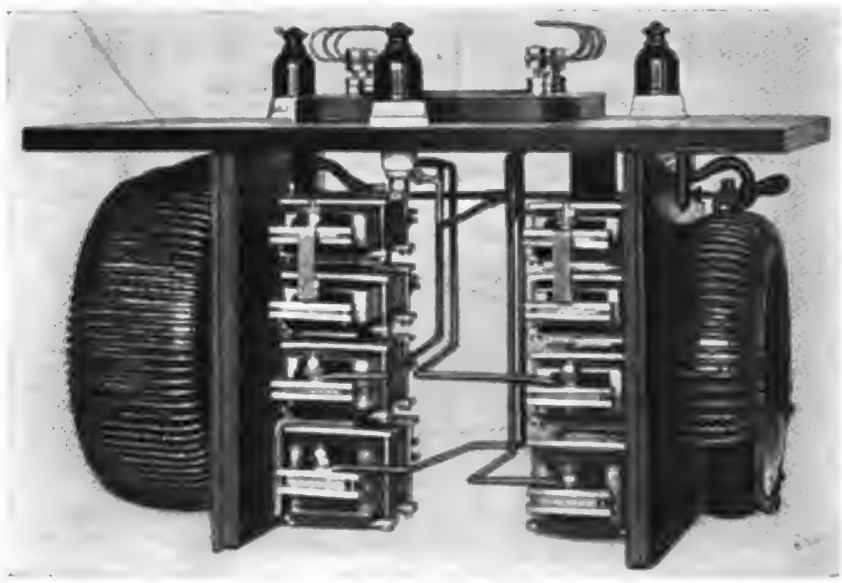


Abb. 754. Shuntsystem des direkt zeigenden Wellenmessers.

jedoch bei diesem Instrument die Richtkräfte des Ankersystems von den Feldspulen *e* und *f* verhältnismäßig sehr groß sind, ist die Genauigkeit der Einstellung größer, als sie bisher bei den meisten technischen Resonanzkreiswellenmessern praktisch erzielt werden konnte. An der Achse des Ankers ist der gleichfalls symmetrisch ausgebildete Zeiger erkennbar, welcher die Wellenmesserskalen gemäß Abb. 752 bestreicht.

Digitized by Google

Ferner ist unten am Anker noch eine dünne Ringfläche angebracht, um mittels kleiner Stahlmagnete eine Dämpfung des Ankers durch Wirbelströme herbeizuführen, so daß der Zeiger sich beinahe aperiodisch einstellt.

Die Shuntsysteme sind in einem besonderen Kasten untergebracht. Sie sind ohne denselben in Abb. 754 dargestellt.

Die Shuntkapazitäten sind Glimmerblockkondensatoren in der Ausführung gemäß II, Abb. 885, S. 87. Die Größe dieser Kondensatoren, welche nahezu verlustlos arbeiten und keinen zeitlichen Veränderungen unterworfen sind, ist verschieden gewählt, und während gemäß Abb. 748 die Kondensatoren einpolig an je einer Feldspule angeschlossen sind, ist der andere Pol an die Schalterkontakte geführt. Die Shuntselbstinduktionsspulen sind, wie aus Abb. 754 ersichtlich, ringförmig gewickelt, so daß sie gleichfalls fast ohne Streuung und Verluste betrieben werden.

7. Verschiedene andere Wellenmeßanordnungen.

Außer den vorgenannten Frequenzmessern mit offenem und geschlossenem Resonanzschwingungssystem sowie den direkt zeigenden Wellenmessern sind noch einige Wellenmeßanordnungen angegeben worden, welche aus der vorgenannten Kennzeichnung ganz oder teilweise herausfallen. Diese sind im Nachstehenden wiedergegeben.

A. Wellenmessung mittels des Differentialthermometers von Mandelstam.

Eine Methode zur Messung der Wellenlänge unter Verwendung eines Differentialthermometers wurde von Mandelstam 1901 verwendet, um lange elektrische Wellen zu messen. Die Anordnung bestand in folgendem:

In einem Zweige eines Stromkreises waren eine Selbstinduktion und der eine Thermometerdraht, im anderen Stromkreise ein induktionsloser (elektrolytischer) Widerstand mit einem zweiten Thermometerdraht in Serie geschaltet, indem die Wärmewirkungen in beiden Drähten gleich gemacht und ein Ohmscher Widerstand gesucht wurde, welcher ebenso groß wie der scheinbare induktive Widerstand war, wodurch bei gegebenen Selbstinduktionen die Schwingungszahlen festgestellt werden konnten.

Diese Methode hat sich jedoch nicht bewährt, da sich verhältnismäßig große Differenzen zwischen den von der Theorie geforderten und durch das Experiment festgestellten Größen herausstellten, indem die durch Versuche ermittelten Werte größere Periodenzahlen ergaben als sich theoretisch erwarten ließ.

B. Wellenmeßeinrichtung mit Brückenschaltung von Eisenstein.

Die Eisensteinsche Brückenmethode (1905) der Wellenmessung benutzt eine wohl zuerst von Nernst angewandte Schaltung zur Bestimmung von Selbstinduktionskoeffizienten unter Anwendung einer variablen Kapazität in einem Brückenzweige und einer Glimmlichtoszillographenröhre als Indikator (siehe auch Abb. 604, S. 570: „Hochfrequenzbrücke für Kapazitätsmessungen"). Die Anordnung kann hierbei je nach Lage der Oszillographenröhre so getroffen werden, daß letztere bei Resonanz maximal aufleuchtet oder dunkel wird.

Eine letztere Erscheinung ergebende Schaltung ist in Abb. 755 dargestellt. $C_1 L_1 F$ bezeichnet das geeichte Meßsystem. C L F stellt den zu messenden Kreis dar. L_1 ist variabel und geeicht, z. B. in cm oder auch direkt in Wellenlängen. Ebenso kann der Kondensator C_1, der gleichfalls veränderlich ist, geeicht sein. Diese Größen werden nun so lange verändert, bis die Leuchter-

Digitized by Google

scheinung in der Glimmlichtoszillographenröhre verschwindet, d. h. bis keine Potentialdifferenz mehr an den Elektroden der Röhre herrscht. Alsdann besteht Resonanz und man hat

$$\lambda\,(C_1\,L_1\,F) = \lambda\,(C\,L\,F),$$

man kann mithin für bestimmte Werte von C_1 direkt die dazu gehörigen Frequenzen an L_1 ablesen.

Man kann die Schaltung auch so treffen, daß die maximale Leuchterscheinung bei Resonanz eintritt, was der Fall ist, wenn die Röhre zwischen L_1 und L angeordnet ist, daß sie also im Nebenschluß zur Funkenstrecke F liegt. Als Vorteile der Schaltung kann man anführen, daß es wegen der Empfindlichkeit der Oszillographenröhre möglich ist, die Kopplung des zu messenden Systems mit dem Meßsystem ziemlich lose zu machen, und daß die Röhre wenigstens bis zu einem gewissen Grade quantitativ arbeitet, indem die Übergänge der Leuchterscheinung bis zum Dunkelwerden kontinuierlich eintreten, so daß man auf den Sinn der Veränderung schließen kann.

Diesen Vorzügen gegenüber besitzt die Anordnung aber den wesentlichen Nachteil, nur ein Arbeiten mit direkter Erregung zuzulassen. Hierzu kommt noch, daß die Oszillographenröhre stets einer gewissen elektromotorischen Kraft an den Elektroden bedarf.

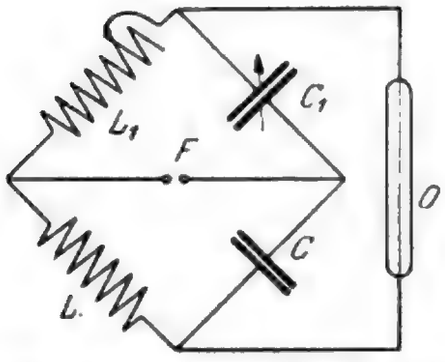


Abb. 755. Wellenmeßbrücke von Eisenstein.

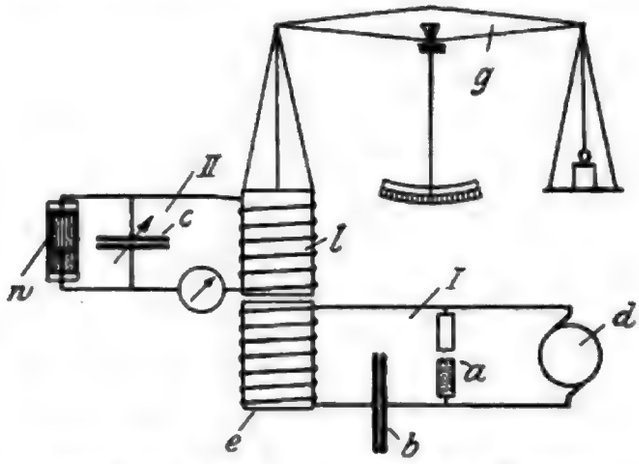


Abb. 756. Frequenzmessung von Peukert.

C. Frequenzmeßwage von Peukert.

Die Methode von Peukert (1906) beruht auf der Anwendung der Thomsonschen Stromwage auf Schwingungssysteme.

Thomson hat gezeigt, worauf bereits beim direkt zeigenden Frequenzmesser von G. Seibt, S. 687, hingewiesen wurde, daß bei übereinander, teils fest, teils frei beweglich angeordneten Spulen beim Stromdurchgang die letzteren eine Bewegung erfahren, die dem Quadrat der durch die Spule fließenden Stromstärke proportional ist.

Von Peukert rührt der Vorschlag her, bei Benutzung einer Anordnung, die etwa Abb. 756 entspricht, durch Wägung Selbstinduktionskoeffizienten von beliebigen Spulen für Niederfrequenzen zu bestimmen.

Später hat Peukert dieses Verfahren auch auf Frequenzmessungen bei höheren Periodenzahlen ausgedehnt, und es ist, wenigstens bei Berücksichtigung einiger Beschränkungen, nicht ausgeschlossen, daß das Verfahren auch auf schnelle Schwingungen übertragen werden kann.

Die Methode ist entsprechend Abb. 756 folgende: I ist der primäre Schwingungskreis, dessen Frequenz bestimmt werden soll, II ist das Meßsystem.

Der primäre Schwingungskreis setzt sich zusammen aus einem Lichtbogen a, einer Kapazität b (Luftkondensator) und einer Spule e. d ist eine beliebige Gleichstrom- oder Wechselstromquelle. In dem System I werden ungedämpfte Schwingungen erzeugt, die auf das System II einwirken.

Dieses besteht aus einer Spule l, einem Kondensator c und gegebenenfalls aus einem induktionslosen (elektrolytischen) Widerstand w. Die Spule l, deren Selbstinduktion für die Wellenlängenbestimmung bekannt sein muß, ist an einer empfindlichen Wage g aufgehängt, derart, daß die Felder von l und e stets direkt aufeinander einwirken können.

Man geht bei der Messung nun so vor, daß bei nicht arbeitendem Schwingungssystem I und bei an dem Wagebalken befestigter Spule l durch Auflegen von Gewichten das Gleichgewicht der Wage hergestellt wird. Wenn nun das System I erregt wird, tritt eine Störung des Gleichgewichtes am Wagebalken ein, da l von e abgestoßen wird. Der Kondensator c, bzw. auch der Widerstand w wird nun so lange variiert, bis die Gleichgewichtslage wieder hergestellt ist, und man hat dann die Bezeichnung, wenn C, L und w bekannt sind:

$$2\pi\nu = \omega = \frac{2\pi}{T};$$

$$\lambda = v \cdot T$$

$$\lambda = v \cdot \frac{2\pi}{\frac{1}{C \cdot w}\sqrt{\frac{w^2 \cdot C}{L} - L}}.$$

Hierin ist c in Farad und l in Henry einzusetzen.

Während des Gleichgewichtszustandes kompensiert die Kapazität die Selbstinduktion, d. h. bei Resonanz, die beim Gleichgewichtszustande herrscht, ist der Stromeffekt im System II ein Maximum. Zur Prüfung der richtigen Abgleichung kann man daher ein empfindliches Meßinstrument, wie z. B. ein Hitzdrahtamperemeter, in das System II einschalten, das bei Resonanz maximalen Ausschlag zeigt.

Die experimentelle Bestätigung der Anwendbarkeit der Peukertschen Methode auf die Schwingungssysteme der drahtlosen Telegraphie steht noch immer aus. Soweit sich jedoch die Verhältnisse theoretisch überblicken lassen, ist das Verfahren wenigstens für ungedämpfte schnelle Schwingungen anwendbar.

Hierbei ist das Feld von Spule l, das zugleich mit dem Felde von Spule e einsetzt, gegen das letztere um 180° in der Phase verschoben (die induzierte Spannung in l ist um 90° gegen den induzierenden Strom verschoben). Wenn man nun c und w so abgleicht, daß Gleichgewicht eintritt, so wird, da die Phasenverschiebung zwischen induzierter E M K und induziertem Strome Null geworden ist, der induzierte Strom gegen den induzierenden Strom eine Phasenverschiebung von 90° aufweisen.

Für gedämpfte Schwingungen lassen sich die auftretenden Erscheinungen nicht ohne weiteres überblicken. Je stärker gedämpft die Schwingungen sind, um so kleiner ist die Anfangsphasenverschiebung der Felder, und es ist möglich, daß infolge der Dämpfung überhaupt keine konstante Gleichgewichtslage erreichbar ist.

D. Frequenzmesser mit Widerstandsdraht von Rausch v. Traubenberg.

Rausch v. Traubenberg (1907) benutzte die Eigenschaft des Eisens, bei Hochfrequenz seinen Widerstand sehr wesentlich mit der Periodenzahl

zu verändern, zur Konstruktion eines Wellenmessers. Das hierbei in Anwendung kommende Prinzip ist gemäß Abb. 757 ungefähr folgendes: Parallel zu einem Eisendraht *a* wird ein für verschiedene Periodenzahlen möglichst konstanter Widerstand *b* gelegt und in beiden Stromzeigen das Verhältnis der Ströme gemessen. Die Art der Stromverzweigung ist nun bei Anwendung von Eisen oder ähnlichen Widerstandsmaterialien außerordentlich abhängig von der Wechselzahl und kann also ohne weiteres als Mittel zur Feststellung der Wechselzahl und somit der Wellenlänge benutzt werden.

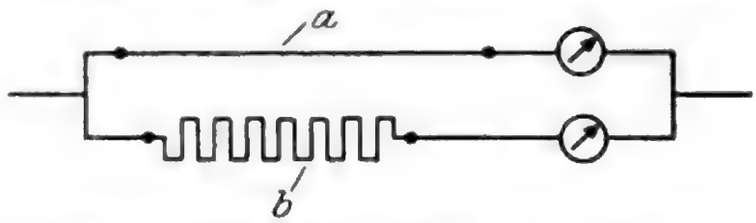


Abb. 757. Frequenzmesser mit Widerstandsparallelschaltung von Rausch v. Traubenberg.

Dieses Prinzip könnte übrigens auch zur Konstruktion eines direkt zeigenden Wellenmessers Anwendung finden.

Während ein solcher Wellenmesser ein einfaches Anzeigeinstrument ohne jedesmaliges Aufsuchen der Wellenlänge durch Resonanz darstellt, ist er naturgemäß ebenso wie die vorstehenden unter A bis C für Messungen der Kopplung, Dämpfung usw. nicht brauchbar, ebenso wie alle Meßsysteme, die auf einer mit Stromverzweigung verbundenen Nullmethode beruhen, für Kopplungs- und Dämpfungsmessungen ungeeignet sind.

8. Fernwellenmesser.

Unter Fernwellenmessern versteht man diejenigen Einrichtungen, welche es gestatten, die Wellenlänge eines fernen Senders messen zu können.

Es sind zwei verschiedene Anordnungen zur Fernwellenmessung möglich, welche beide darauf beruhen, daß ein entsprechend empfindlicher Empfänger mit integrierendem Detektor oder Röhre zur Verfügung steht.

A. Fernwellenmessung mittels geeichten Empfängers.

Bei dieser Anordnung ist der Empfänger zusammen mit der Antenne direkt in Wellenlängen geeicht. Man kann sowohl mit Primärempfang als auch mit Sekundärempfang arbeiten. In beiden Fällen wird auf größtmögliche Lautstärke im Empfangstelephon, bzw. auf größten Ausschlag bei Verwendung eines Galvanometers, z. B. eines Fadengalvanometers hoher Empfindlichkeit, eingestellt, und die sich alsdann ergebende Wellenlänge abgelesen.

Bei loser Kopplung, also auch entsprechend störungsfreiem Empfang ist es mittels dieser Methode möglich, die Wellenlänge des fernen Senders sehr genau zu bestimmen. Auch können eventuelle Mehrwelligkeiten, Kopplungsgerade usw. auf diese Weise festgestellt werden.

Es sei noch erwähnt, daß selbstverständlich auch jeder genügend schwach gedämpfte Wellenmeßkreis, welcher mit einem hinreichend empfindlichen Detektor gekoppelt ist, als geeichter Fernwellenmeßempfangskreis zusammen mit einer Antenne benutzt werden kann.

B. Fernwellenmessung mittels Empfängers und geeichtem Erregerkreise an der Empfangsstelle.

Diese Methode der Fernwellenmessung ist die ältere und wurde 1902 von Graf Arco und O. Scheller gemäß Abb. 758 in folgender Weise angewendet.

a ist die Antenne, *b* eine Abstimmspule, *c* die Primärspule des Empfangstransformators, *e* die Verbindung nach Erde oder Gegengewicht. Möglichst lose mit dem Antennenkreis ist der Sekundärkreis gekoppelt, der aus der Sekundärspule *f* und einem Kondensator *g* besteht. Von *f* ist der Detektorkreis *h* abgezweigt. Als Detektor kann jeder beliebige, quantitativ arbeitende Detektor Anwendung finden. In einiger Entfernung vom Detektorkreise war ein als Sender geschalteter Wellenmesser aufgestellt. Letzterer ist mit *i* bezeichnet.

Es sind selbstverständlich auch noch andere Detektorschaltungen möglich; ferner kann zweckmäßig an Stelle des Sekundärkreises *f g*, der auf die beschriebene Weise erst mittels des Wellenmessers geeicht wird, direkt der geeichte Wellenmesser mit Detektor und Indikationsinstrument verwendet werden, da man alsdann direkt an ersterem die Wellenlänge ablesen kann.

Das Vorgehen bei der Fernwellenmessung ist nun, entsprechend der Schaltung von Abb. 758, folgendes:

Durch Regulieren der Kapazität und Selbstinduktion wird der Empfänger auf den entfernten Sender abgestimmt, so lange, bis das Tonmaximum im Telephon, bzw. der maximale Ausschlag im Indikationsinstrument vorhanden ist, wobei die Kopplung allmählich immer loser gemacht wird.

Es wird nunmehr der Wellenmesser erregt und an ihm diejenige Wellenlänge abgelesen, bei welcher abermals das Tonmaximum im Detektor auftritt. Die so ermittelte Wellenlänge ist die des fernen Senders.

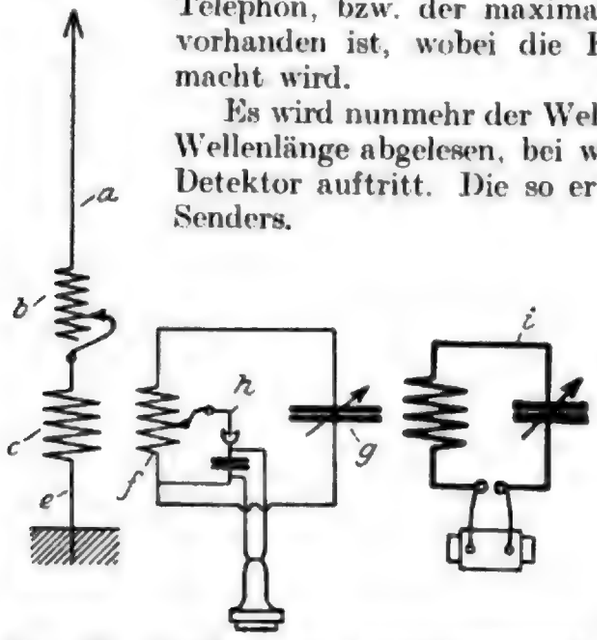


Abb. 758. Schaltung zur Fernwellenmessung mit integrierendem Detektor von Graf Arco und O. Scheller.

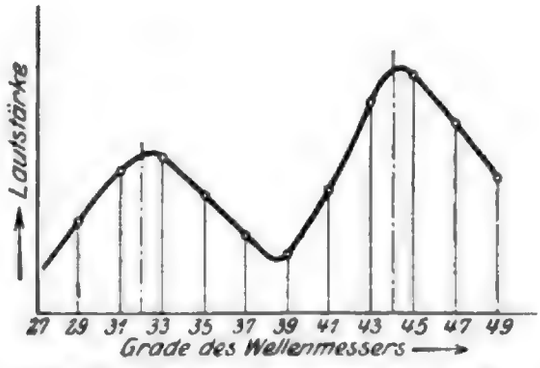


Abb. 759. Lautstärkenwerte bei der Fernwellenmessung.

Eine derartige Wellenmessung ist insofern ideal, als sie unter den normalen Betriebsbedingungen stattfindet und jede gegenseitige Störung so gut wie ausgeschlossen ist.

Das Resultat eines derartigen Versuches, bei welchem der Wellenmesser direkt mit einer elektrolytischen Zelle verbunden war, ist in Abb. 759 wiedergegeben. Als Ordinaten sind die relativen Lautstärkenwerte aufgetragen, als Abszissen die Skalenteile des Wellenmesserkondensators. Es traten zwei Maxima auf bei 32° und bei 44°, entsprechend 855 m Wellenlänge und 970 m Wellenlänge; der Kopplungsfaktor war ungefähr gleich 12.

Der Vollständigkeit wegen sei noch eine jetzt nicht mehr angewandte Fernwellenmeßschaltung von Telefunken (1904) erwähnt, bei der ein Hörempfänger zum Aufsuchen und Messen der Welle des fernen Senders benutzt wurde und darauf mittels des Kohärerstromkreises, nachdem dieser auf die gefundene Welle abgestimmt war, das Aufschreiben der Telegramme bewirkt wurde.

Der Schaltung entsprechend, ist Abb. 760 folgende:

Der geerdete Luftleiter *a* enthält die primäre Schreibtransformatorspule *b*, einen Abstimmkondensator *i*, eine variable Spule *l* und einen elektrolytischen Detektor *k*. Mit *b* gekoppelt ist der Kohärerkreis I, der aus der sekundären Transformatorspule *c*, den Kondensatoren *g f*, dem Kohärer *d* und dem Relais *h* besteht. Sobald der Kohärer *d* anspricht, wird in bekannter Weise ein Strom, der den Morseschreiber betätigt, durch das Relais geschlossen.

Parallel zum elektrolytischen Detektor liegt ein Kondensator *m*, von dem z. B. mittels Drosselspulen *n* ein Telephon *p* und eine Batterie *o* abgezweigt sind. An Stelle dieser Detektorschaltung wird übrigens besser, um Eigenschwingungen des Telephonkreises und um die durch direkte Einschaltung des Detektors bewirkte Dämpfung zu vermindern, die Anordnung nach Abb. 758 gewählt.

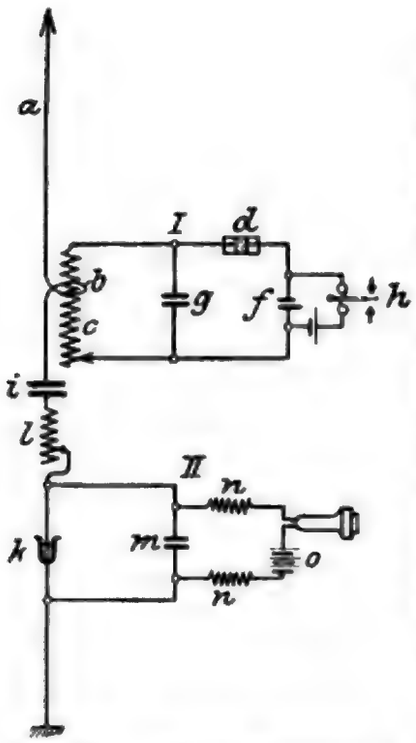


Abb. 760. Fernwellenmessung mit Hör- und Schreibempfang.

Das Vorgehen bei der Schaltung nach Abb. 760 ist folgendes:

Zunächst wird mittels des Detektors *k* und Telephons *p* der Luftleiter *a* abgestimmt, derart, daß bei geringer Anfangskapazität *m*, die sukzessive gesteigert wird, die zugehörigen Werte von *i* ermittelt werden. Auf diese Weise wird bei Abstimmung der Antenne auf die Senderschwingungen die kleinste Dämpfung erzielt. Nun erst wird der Kohärerkreis auf die Antenne abgestimmt, indem die anfangs ziemlich feste Kopplung unter Veränderung von *c* allmählich loser gemacht wird. Korrektionen, insbesondere von *g* und *f*, sind in den meisten Fällen erforderlich.

Um nun die Frequenz der auftretenden Schwingungen festzustellen, kann man entweder die Kapazität und Selbstinduktion mit Marken versehen und aus Tabellen die dazu gehörigen Beträge ablesen, oder man kann direkt die genannten Größen in Frequenzen eichen.

Die Intensitätsschwächung durch den gleichzeitigen Betrieb von Schreib- und Hörapparat war gering, durch einen Kurzschlußbügel zum Detektor *k* konnte sie beim Schreibbetrieb vollkommen vermieden werden.

Später benutzte man zur Fernwellenmessung eine Schaltung ähnlich der Ausführung nach Abb. 758, jedoch mit dem Unterschiede, daß hierfür nicht ein besonderer funkenerregter Schwingungskreis benutzt wurde, sondern daß vielmehr in den Empfänger ein geeichter Wellenmeßkreis, welcher mit Summer als geeichter Sender wirkte, eingebaut war. Man kann alsdann bei einem Sekundärkreisempfänger den Sekundärkreis, den man in Wellenlängen eicht, direkt benutzen und z. B. mittels eines Tonsummers erregen. Auf diese Weise wird der Primärkreis, an welchen der Detektor angekoppelt wird, angestoßen, und man kann auch, wenn Primärempfangskreis und Antenne nicht in Wellenlängen geeicht sind, rasch die Welle des fernen Senders messen, oder aber, wenn der Sender noch nicht in Tätigkeit ist, den Empfänger vorher auf die vereinbarte Wellenlänge des Senders einregulieren.

Hat man hingegen nur einen Primärempfänger, oder liegen sonst irgendwelche Gründe vor, den Sekundärkreis nicht zu eichen, so kann man in den Empfänger einen geeichten Summerkreis einbauen, welcher, da man auf besonders kleine Dämpfung keinen Wert zu legen braucht, auch nur wenig Platz beansprucht.

Digitized by Google

9. Wellenlängendiagramme und Tabellen.

A. Allgemeine Betrachtungen.

Um in einfacher Weise bei gegebener Kapazität und Selbtinduktion die Wellenlänge ohne umständliche Rechnung zu finden oder bei gegebener Wellenlänge die Kapazität oder Selbstinduktion, wenn die entsprechende andere Größe bekannt ist, festzustellen, kann man entweder Kurventafeln oder Tabellen anwenden und teils rechnerisch, teils graphisch — durch das Verfahren von A. Sörensen sogar vollkommen graphisch genau — die gesuchte Größe feststellen.

Der erstere Weg ist von W. W. Massie (1906) und später von H. Rein (1912) und absolut graphisch genau von A. Sörensen (1912) beschritten worden, während von J. Zenneck (1909) sorgfältig ausgearbeitete Tabellen mitgeteilt wurden, welche nachstehend wiedergegeben sind.

Den drei graphischen Methoden möge folgende Betrachtung voraufgeschickt werden.

Stellt man in einem dreidimensionalen Koordinatensystem die Wellenlänge als Ordinate, die Kapazität als die eine Abszisse und die Selbstinduktion als die auf ihr und der Wellenlängenordinate senkrecht stehende Abszisse dar, so ergibt sich folgendes:

In allen Ebenen, welche parallel zur λ C-Ebene verlaufen, ist die für die Selbstinduktion sich ergebende Abhängigkeitskurve eine Parabel (Wellenlängentafel von Rein).

Das Gleiche gilt bei allen zur λ L-Ebene parallelen Ebenen; die für die Kapazität sich ergebende Kurve ist eine Parabel.

In allen Ebenen, welche parallel zur L C-Ebene verlaufen, ist die für die Wellenlänge sich ergebende Kurve eine Hyperbel (Wellenlängentafel von Massie).

In den Ebenen, welche durch die Wellenlängenordinate gehen und auf der C L-Ebene senkrecht stehen, liegen gerade Linien, die sogenannten k-Linien, welche durch den Gesamtnullpunkt gehen und das Verhältnis von L: C und hiermit auch der Wellenlänge darstellen (Wellenlängentafel von Sörensen).

Allgemein gilt, daß die für die Wellenlänge im dreidimensionalen Koordinatensystem sich ergebende krumme Fläche eine elliptische Kegelfläche darstellt.

Zur leichteren Umrechnung der Selbstinduktions- und Kapazitätswerte soll die nachstehende Tabelle (siehe auch I, S. 127 und S. 134) dienen:

Kapazität:

1 elektromagnetische Einheit	$= 9 \cdot 10^{20}$ elektrostatische Einheiten,
1 Farad	$= 9 \cdot 10^{11}$ Kapazitätseinheiten,
1 Farad	$= 10^{-9}\, C^{-1}\, S^2$,
1 Mikrofarad	$= 9 \cdot 10^{5}$ Kapazitätseinheiten,
1 Mikrofarad	$= 10^{-15}\, C^{-1}\, S^{-2}$,
$1 \cdot 10^{-6}$ Mikrofarad	= 0,9 cm,
1 cm	= 0,0000011 Mikrofarad.

Selbstinduktion:

1 Henry	$= 10^{9}$ cm.

B. Die Wellenlängentafel von Massie.

Um ein leichtes, sicheres Ablesen zu ermöglichen, wobei allerdings im allgemeinen interpoliert werden muß, ist die von W. W. Massie (Electrical World Vol. Nr. 7, 1906, S. 330) eingeschlagene Methode der Zusammendrängung der

hyperbolischen Wellenlängenkurven auf einen kleinen Raum hier nicht angewendet, sondern es sind vielmehr die die Wellenlängen darstellenden Hyperbeln in ihrer ganzen Länge durchgezeichnet.

Den Kurven zugrunde liegt die Formel

$$\lambda = 2\,\pi\,v\,\sqrt{C\,L},$$

die man auch schreiben kann

$$\lambda^2 = m \cdot C \cdot L,$$

worin m eine Konstante bedeutet.

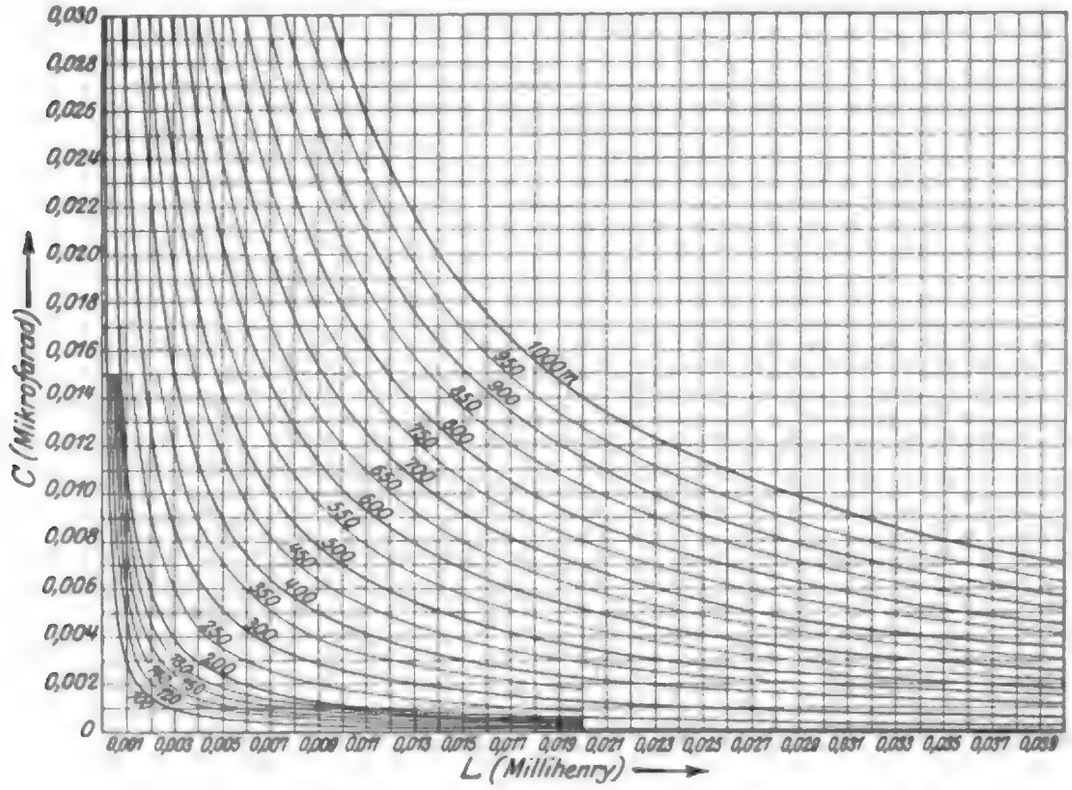


Abb. 761. Wellenlängenkurventafel von Massie.

Diese Gleichung besagt, daß die Kurve der Wellenlänge eine gleichseitige Hyperbel ist.

Der Gebrauch der Tafel entsprechend Abb. 761 ist überaus einfach. Eine Wellenlänge von 850 m kann z. B. mit einem Systeme von 0,023 M F und einer Selbstinduktion von 0,009 Milli-Henry erreicht werden; statt dessen kann man auch, wie aus der Tafel hervorgeht, z. B. 0,012 M F und 0,010 Milli-Henry wählen, um 850 m Wellenlänge zu erzielen.

Bei Berücksichtigung der Dezimalen gelten die Kurven selbstverständlich sinngemäß auch für Wellenlängen unter 100 m und über 1000 m.

C. Graphische Darstellung der Thomsonschen Wellenlängengleichung von H. Rein.

Unter Zugrundelegung der Thomsonschen Gleichung in der Schreibweise

$$\lambda^m = \frac{2\,\pi}{100}\,\sqrt{C^{cm} \cdot L^{cm}}$$

ist diese in Abb. 762, Tafel I, dargestellt. Für diese gilt sinngemäß das bei der Massieschen Wellenlängentafel Ausgeführte.

Digitized by Google

Tabelle 1.

Selbstinduktionskoeffizient in CGS-Einheiten.

	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	6	7	8	9×10^{-4} MF.
100	15,9	15,2	14,5	14,0	13,4	13,0	11,3	10,1	9,19	8,51	7,96	7,50	7,12	6,50	6,02	5,63	5,31
110	15,2	14,5	13,9	13,3	12,8	12,4	10,7	9,60	8,76	8,11	7,59	7,15	6,79	6,20	5,74	5,37	5,06
120	14,5	13,9	13,3	12,7	12,3	11,9	10,3	9,19	8,39	7,77	7,26	6,85	6,50	5,93	5,49	5,14	4,84
130	14,0	13 3	12,7	12,2	11,8	11,4	9,87	8,83	8,64	7,46	6,98	6,58	6,24	5,70	5,28	$4,93_5$	4,65
140	13,4	12,8	12,3	11,8	11,4	11,0	9,51	8,51	7,77	7,19	6,72	6,34	$6,01_5$	5,49	5,08	4,76	4,48
150	13,0	12,4	11,9	11,4	11,0	10,6	9,10	8,22	7,50	6,95	6,50	6,13	5,81	$5,30_5$	4,91	4,59	4,33
200	11,3	10,7	10,3	9,87	9,51	9,19	7,96	7,12	6,50	$6,01_5$	5,63	$5,30_5$	5,03	4,59	4,25	3,98	3,75
250	10,1	9,60	9,19	8,83	8,51	8,22	7,12	6,37	5,81	5,38	5,03	$4,74_5$	4,50	4,11	$3,80_5$	3,56	$3,35_5$
310	9,19	8,76	8,39	8,64	7,77	7,50	6,50	5,81	$5,30_5$	4,91	4,59	4,33	4,11	3,75	3,47	3,25	3,06
350	8,51	8,11	7,77	7,46	7,19	6,95	$6,01_5$	5,38	4,91	4,55	4,25	4,01	$3,80_5$	3,47	$3,21_5$	3,01	2,84
400	7,96	7,59	7,26	6,98	6,72	6,50	5,63	5,03	4,59	4,25	3,98	3,75	3,56	3,25	3,01	2,81	2,65
450	7,50	7,15	6,85	6,58	6,34	6,13	$5,30_5$	$4,74_5$	4,33	4,01	3,75	3,54	$3,35_5$	3,06	2,84	2 65	2,50
500	7,12	6,79	6,50	6,24	$6,01_5$	5,81	5,03	4,50	4,11	$3,80_5$	3,56	$3,35_5$	3,18	2,91	2,69	2,52	2,37
600	6,50	6,20	5,93	5,70	5,49	$5,30_5$	4,59	4,11	4,75	3,47	2,25	3,06	2,91	2,65	2,46	2,30	2,17
700	6,02	5,74	5,49	5,28	5,08	$4,91^5$	4,25	$3,80_5$	3,47	$3,21_5$	3,01	2,84	2,69	2,46	2,27	2,13	$2,00_5$
800	5,63	5,37	5,14	$4,93_5$	4,76	4,59	3,98	3,56	3,25	3,01	2,81	2,65	2,52	2,30	2,13	1,99	1,88
900	5,31	5,06	4,84	$4,65^5$	4,48	4,33	3,75	$3,35_5$	3,06	2,84	2,65	2,50	2,37	2.17	$2,00_5$	1,88	1,77
1000	5,03	4,80	4,59	4,41	4,25	4,11	3,56	3,18	2,91	2,69	2,52	2,37	2,25	2,05	1,90	1,78	1,68
1100	4,80	4,56	4,38	4,21	4,03	3,92	3,39	3,03	2,77	$2,56_5$	2,40	2,26	2,15	1,96	1,81	1,70	1,60
1200	4,59	4,38	4,19	4,03	3,88	3,75	3,25	2,91	2,65	2,46	2,30	2,17	2,05	1,88	1,74	1,62	1,53
1300	4,41	4,21	4,03	3,87	3,73	3,60	3,12	2.79	2,55	2,36	2,21	2,08	1,97	1,80	1,67	1 56	1,47
1400	4,25	4,06	3,88	3.73	3,60	3,47	3,01	2,69	2,46	2,27	2,13	$2,00_5$	1,90	1,74	1,61	1,50	1,42
1500	4,11	3,92	3,75	3,60	3,47	$3,35_5$	2,91	2,60	2,37	2,20	$2,05_5$	1,94	1,84	1,68	1,55	1,45	1,37
2000	3,56	3,39	3,25	3,12	3,01	$2,91^5$	2,52	2,25	$2,05_6$	1,90	1,78	1,68	1,59	1,45	$1,34_5$	1,26	1,19
2500	3,18	$3,03_5$	2,91	2,79	2,69	2,60	2,25	2,01	1,84	1,70	1,59	1,50	1,42	1,30	1,20	$1,12_5$	1,06
3000	2,91	$2,77^5$	2,65	2,55	2,46	2,37	$2,05_5$	1,48	1,68	1,55	1,45	1,37	1,30	1,19	1,10	1,03	0,969
3500	2,69	$2,56_5$	2,46	2,36	2,27	2,20	1,90	1,70	1,55	1,44	$1,34_5$	1,27	1,20	1,10	1,02	0,951	0,897
4000	2,52	$2,40^5$	2,30	2,21	2,23	2,05	1,78	1,59	1,45	$1,34_5$	1,26	1,19	$1,12_5$	1,03	0,951	0,890	0,839
4500	2,37	2,26	2,17	2,08	2,00	1,94	1,68	1,50	1,37	1,27	1,19	1,12	1,06	0,969	0,897	0,839	0,791
5000	2,25	2,15	2,05	1,97	$1,90^5$	1,84	1,59	1,42	1,30	1,20	1.12_5	1,06	1,01	0,919	0,851	0,796	0,750
6000	2,05	1,96	1,88	1,80	1,74	1,68	1,45	1,30	1,19	1,10	1,03	0,969	0,919	0,839	0,777	0,726	0,685
7000	1,90	1,81	1,74	1,67	1,61	1,55	$1,34_5$	1,20	1,10	1,02	0,951	0,897	0,851	0,777	0,719	0,673	0,634
8000	1,78	1,70	1,62	1,56	1,50	1,45	1,26	$1,12_5$	1,03	,0951	0,890	0,839	0,796	0,726	0,673	0,629	0,593
9000	1,68	1,60	1,53	1,47	1,42	1,37	1,19	1,06	0,969	0,897	0,839	0,791	0,750	0,685	0,634	0,593	0,572

Beispiel: $C = 11 \cdot 10^{-3}$ MF; $L = 800 \cdot$ CGS; $\nu = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{11 \cdot 10^{-9} \cdot 800}} = 1{,}70 \cdot 10^6$/sec.

Tabelle 2.

Selbstinduktionskoeffizient in CGS-Einheiten.

	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	6	7	8	9×10^{-3} MF.
100	18,8	19,8	20,6	21,5	22,3	23,1	26,7	29,8	32,6	35,3	37,7	40,0	42,1	46,2	49,9	53,3	56,5
110	19,8	20,7	21,7	22,5	23,4	24,2	28,0	31,3	34,2	37,0	39,5	41,9	44,2	48,4	52,3	55,9	59,3
120	20,6	21,7	22,6	23,5	24,4	25,3	29,2	$32,6_5$	35,8	38,6	41,3	43,8	46,2	50,6	54,6	58,4	$61,9_5$
130	21,5	22,5	23,5	24,5	25,4	26,3	30,4	34,0	37,2	40,2	43,0	45,6	48,1	52,6	56,9	60,8	64,5
140	22,3	23,4	24,4	25,4	26,4	27,3	31,5	35,3	38,6	41,7	44,6	47,3	49,9	54,6	59,0	63,1	66,9
150	23,1	24,2	25,3	26,3	27,3	28,3	$32,6_5$	36,5	40,0	43,2	46,2	49,0	51,6	$56,5_5$	61,1	65,3	69,3
200	26,7	28,0	29,2	30,4	31,5	$32,6_5$	37,7	$42,1_5$	46,2	49,9	53,3	$56,5_5$	59,6	65,3	70,5	75,4	80,0
250	29,8	31,3	$32,6_5$	34,0	35,3	36,5	$42,1_5$	47,1	51,6	55,8	59,6	64,4	66,6	73,0	$78,8_5$	84,3	89,4
300	32,6	34,2	35,8	37,2	38,6	40,0	46,2	51,6	56	61,1	65,3	69,3	73,0	80,0	86,4	92,3	97,9
350	35,3	37,0	38,6	40,2	41,7	43,2	49,9	55,8	61,1	66,0	70,5	74,8	$78,8_5$	86,4	93,9	99,7	106
400	37,7	39,5	41,3	43,0	44,6	46,2	53,3	59,6	65,3	70,5	75,4	80,0	84,3	92,3	99,7	107	113
450	40,0	41,9	43,8	45,9	47,3	49,0	$56,5_5$	64,4	69,3	74,8	80,0	84,8	89,4	97,9	106	113	120
500	42,1	44,2	46,2	48,1	49,9	51,6	59,6	66,6	73,0	$78,8_5$	84,3	89,4	$94,2_5$	103	$111_{,5}$	119	126
600	46,2	48,4	50,6	52,6	54,6	$56,5_5$	65,3	73,0	80,0	86,4	92,3	97,9	103	113	122	131	$138_{,5}$
700	49,9	52,3	54,6	56,9	59,0	61,1	70,5	$78,8_5$	86,4	93,3	99,7	106	$111_{,5}$	122	132	141	150
800	53,3	55,9	58,4	60,8	63,1	65,3	75,4	84,3	92,3	99,7	107	113	119	131	141	151	160
900	56,5	59,3	$61,9_5$	64,5	66,9	69,3	80,0	89,4	97,9	106	113	120	126	$138_{,5}$	150	160	170
1000	59,6	62,5	65,3	68,0	70,6	73,0	84,3	94,2	103	112	119	126	133	146	158	169	179
1100	52,5	65,6	68,5	71,3	74,0	76,6	88,4	98,8	108	117	125	133	140	153	165	177	188
1200	65,3	68,5	71,5	$74,4_5$	77,3	80,0	92,3	103	113	122	131	$138_{,5}$	146	160	173	185	196
1300	68,0	71,3	$74,4_5$	77,5	80,4	83,2	96,1	107,5	118	127	136	144	152	$166_{,5}$	180	192	204
1400	70,6	74,0	77,3	80,4	$83,4_5$	86,4	99,7	111,5	122	132	141	150	158	173	187	$199_{,5}$	212
1500	73,0	76,6	80,0	83,2	86,4	89,4	103	115	126	137	146	155	163	179	193	$206_{,5}$	219
2000	84,3	88,4	92,3	96,1	99,7	103	119	133	146	158	169	179	$188_{,5}$	$206_{,5}$	223	238	253
2500	94,2	98,8	103	107,5	111,5	115	133	149	163	176	188,5	200	211	231	249	267	283
3000	103	108	113	118	122	126	146	163	179	193	206,5	219	131	253	273	292	310
3500	112	117	122	127	132	137	158	176	193	209	223	237	249	273	295	315	$334_{,5}$
4000	119	125	131	136	141	146	169	$188_{,5}$	206,5	223	238	253	267	292	315	337	358
4500	126	133	$138_{,5}$	144	150	155	179	200	219	237	253	268	283	310	334	358	379
5000	133	140	$146_{,5}$	152	158	163	$188_{,5}$	211	231	249	267	283	298	$326_{,5}$	$353_{,5}$	377	400
6000	146	153	160	$166_{,5}$	173	179	$206_{,5}$	231	253	273	292	310	326	358	386	415	438
7000	158	165	173	180	187	193	223	249	273	295	315	$334_{,5}$	$353_{,5}$	386	417	446	473
8000	169	177	185	192	$199_{,5}$	$206_{,5}$	238	267	292	315	337	378	377	415	446	477	506
9000	179	188	196	204	212	$219_{,5}$	253	283	310	$334_{,5}$	358	379	400	438	473	506	$536_{,5}$

Beispiel: $C = 11 \cdot 10^{-3}$ MF; $L = 800$ CGS; $\lambda = 6\pi \cdot 10^8 \cdot \sqrt{11 \cdot 10^{-12} \cdot 800} = 177$ m

Digitized by Google

D. Frequenz- und Wellenlängentabelle von J. Zenneck.

Für die vorstehende Frequenztabelle für Kondensatorkreise ist folgender Ausdruck für ν zugrunde gelegt. Es war gemäß I, S. 120 die Frequenz in der Sekundenanzahl voller Perioden

$$\text{pro sec} = \nu = \frac{1}{2\pi}\sqrt{CL}$$

und die Kreisfrequenz $\omega = 2\pi\nu = \frac{1}{\sqrt{CL}}$.

In der vorstehenden Tabelle 1 ist die Kapazität (horizontale Reihe)

$$\text{in } \frac{1}{1000}\,\text{MF} = 10^{-18}\,\text{C}^{-1}\,\text{S}^{2}$$

die Selbstinduktion (senkrechte Reihe) in C G S.

Die sich alsdann ergebenden Tabellenzahlen stellen dar: $\nu \cdot 10^{-6}$ pro Sekunde.

In der Tabelle 2 sind die Wellenlängenwerte von Kondensatorkreisen wiedergegeben, wobei die Thomsonsche Formel wie folgt geschrieben wird:

$$\lambda = 2\pi \cdot v \cdot \sqrt{CL} \text{ wo } v = 3 \cdot 10^{10}\,{}^{\text{cm}}/_{\text{sec}}, \text{ also}$$

$$\lambda = 6\pi \cdot 10^{10}\sqrt{CL}$$

$$\lambda = 6\pi\sqrt{10^{10}} \cdot \sqrt{C^{\text{MF}} \cdot L^{\text{CGS}}}$$

In Tabelle 2 ist die Kapazität (horizontale Reihe)

$$\text{in } \frac{1}{1000}\,\text{MF} = 10^{-18}\,\text{C}^{-1}\,\text{S}^{2}$$

die Selbstinduktion (senkrechte Reihe) in C G S.

Die sich alsdann ergebenden Tabellenzahlen stellen λ in m dar.

E. Graphische Bestimmung der Wellenlänge (bzw. der Kapazität oder Selbstinduktion) von A. S. M. Sörensen.

Von A. S. M. Sörensen ist 1912 eine Methode angegeben worden, um vollkommen graphisch ohne jede Rechnung die Wellenlänge festzustellen, wenn die Kapazität und Selbstinduktion gegeben sind, bzw. umgekehrt die Selbstinduktion und Kapazität bei den gegebenen anderen Größen zu ermitteln.

Der Ausgangspunkt dieser graphischen Methode ist in den zu Beginn von 9 (S. 699) wiedergegebenen Ausführungen enthalten. Betrachtet man nämlich diejenigen Ebenen, welche durch die λ-Ordinate gehen und auf der C L-Ebene senkrecht stehen, so liegen auf diesen Kurven, welche den Charakter von geraden Linien besitzen und den Ausdruck haben $L = k \cdot C$ und

$$\lambda = 2\pi\sqrt{k \cdot C \cdot C} = 2\pi C \cdot \sqrt{k};$$

Hierin bedeutet k eine Konstante, welche für jeden Wellenlängen- bzw. Kapazitäts- oder Selbstinduktionswert eine besondere Gerade des Koordinatensystems bedingt.

Diese Geraden k bilden den Kernpunkt des graphischen Verfahrens von Sörensen.

Um nämlich für eine bestimmte Wellenlänge die Selbstinduktion bei gegebener Kapazität zu finden, verwendet man das die Parabel (λ C-Ebene) und eine Hilfsvertikale enthaltende Kurvenblatt, entsprechend Abb. 763, welches für sämtliche in der drahtlosen Telegraphie vorkommende Wellenlängen unter Berücksichtigung eines einfachen Umrechnungsfaktors von 10 oder 100, bzw. $^1/_{10}$ oder $^1/_{100}$ Gültigkeit hat.

d by Google

Soll z. B. bei einer Wellenlänge von 3000 m und einer Kapazität von 2000 cm die dazu gehörige Selbstinduktion ermittelt werden, so verfolgt man die zu

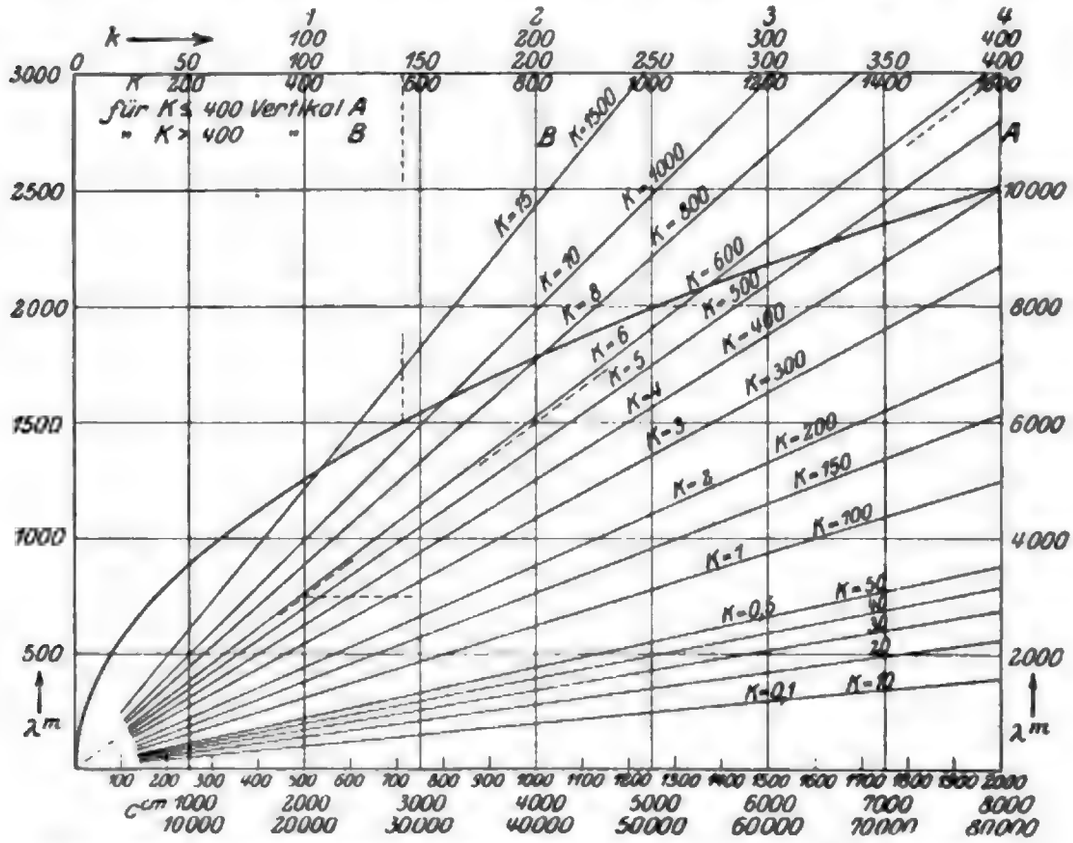


Abb. 763. Kurvenblatt zur Bestimmung der Wellenlänge von Sörensen.

3000 m Wellenlänge und 2000 cm Kapazität gehörende Ordinate und Abszisse bis zu ihrem Schnittpunkt. Durch denselben und durch den Nullpunkt des

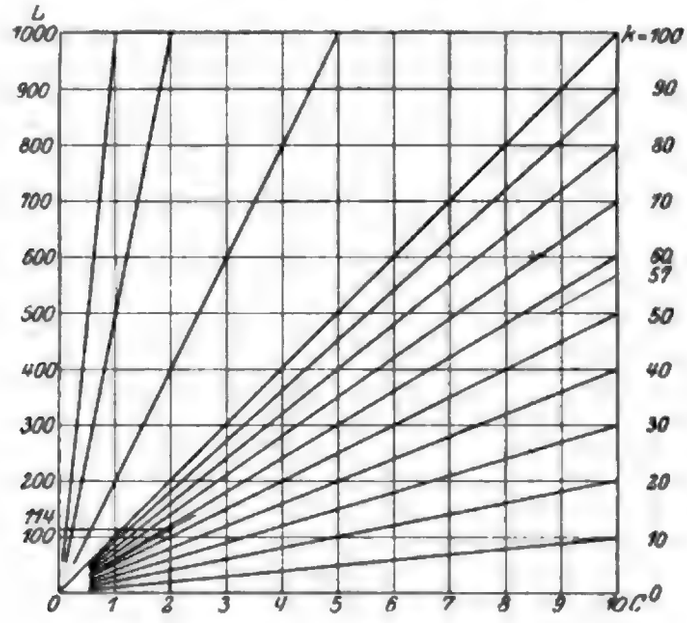


Abb. 764. Hilfskurvenblatt.

Systems zieht man eine Gerade (oder legt auch nur ein Lineal an), verfolgt diese bis zum Schnittpunkt mit der Hilfsvertikalen (in diesem Falle Linie B)

Digitized by Google

und geht vom Schnittpunkt wagerecht bis zur Parabel. Die Abszisse des in dieser Weise bestimmten Parabelpunktes gibt auf dem Maßstabe für k abgelesen direkt das Verhältnis k; im gewählten Beispiel = 570.

Da nun gemäß dem obigen Ausdruck

$$L = k \cdot C \cdot \text{ist}$$

so ist das gesuchte

$$L = 570 \,.\, C = 570 \,.\, 2000 = 1{,}14 \cdot 10^6 \,\text{cm}$$

Die Berechnung aus der Formel $\lambda = 2\pi \sqrt{C L}$

ergibt $$L = 1{,}1398 \cdot 10^6 \text{ cm}.$$

Entweder kann man nun C, welches = 2000 cm war, mit 570 multiplizieren und erhält alsdann die Selbstinduktion direkt in cm, oder aber man kann auch diese Manipulation graphisch ausführen unter Verwendung von Abb. 764.

Man verfolgt hierin bei 2000 cm Kapazität die senkrechte Ordinate bis zu ihrem Schnitt mit der durch den Nullpunkt gelegten Geraden für k, welche unter Berücksichtigung des Maßstabes für die Verhältniszahl 57.0 gilt. Durch den Schnittpunkt dieser Geraden mit der senkrechten Ordinate von 2000 wird die Parallele zur Abszisse gelegt, welche die L-Ordinate bei ca. 1 140 000 cm ($1{,}14 \cdot 10^6$) schneidet. Somit ergibt sich auch hierbei für die Selbstinduktion der Zahlenwert

$$L = 1\,140\,000 \,\text{cm} = 1{,}14 \cdot 10^6 \,\text{cm}.$$

F. Wellenlängenbestimmungstafel von Eccles.

Eine mindestens für rasche und ungefähre Wellenlängenbestimmungen sehr brauchbare Aufzeichnung der Zusammengehörigkeit von Kapazität, Selbst-

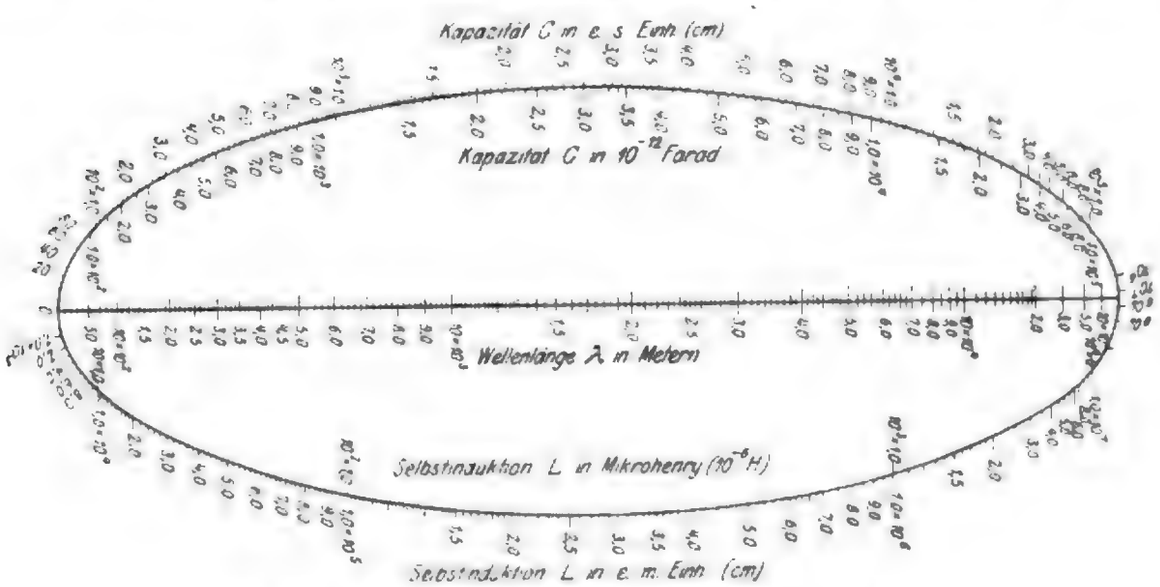


Abb. 765. Wellenlängenbestimmungstafel von Eccles.

induktion und Wellenlänge ist von W. Eccles (1918) angegeben und mit einigen kleinen Abänderungen versehen in Abb. 765 wiedergegeben. Die Auftragung der Kapazität sowohl in Zentimetern als auch in Mikrofarad ($\mu \cdot F$) ist aus dem oberen Kurvenstück der Ellipse, die Auftragung der Selbstinduktion in Mikrohenry ($\mu \cdot H$) sowie in Zentimetern auf dem unteren Teil der Ellipse aufgetragen, während auf der großen Achse die Wellenlänge λ in Metern wiedergegeben ist. Es gilt also für die Auftragung in cm der Ausdruck

$$\lambda^{cm} = 2\pi \sqrt{C^{cm} \cdot L^{cm}}$$

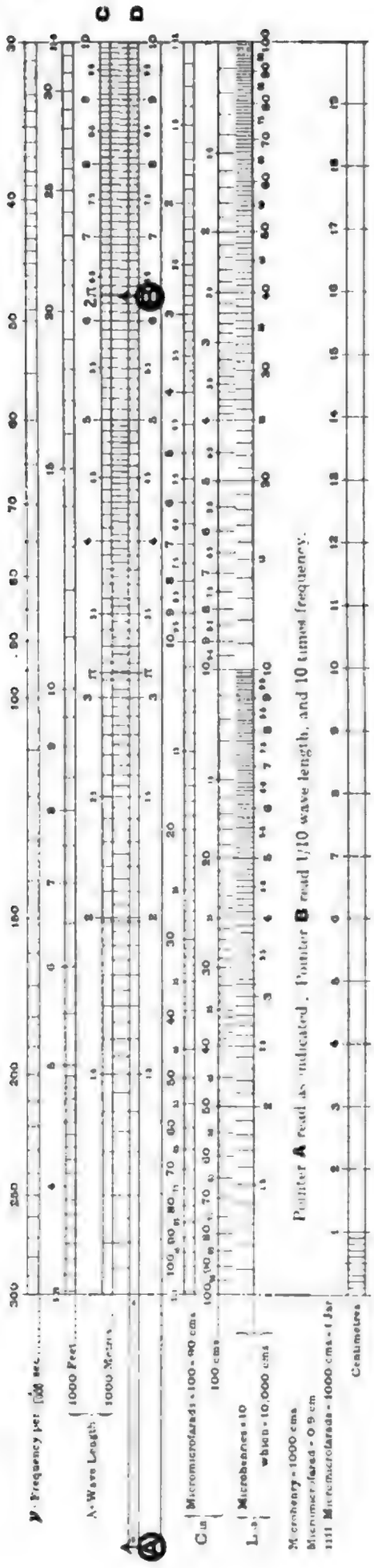


Abb. 766. Wellenlängenschieber von Belcher-Hickmann.

und bei Benutzung des Maßsystems in Mikrofarad und Mikrohenry der Ausdruck

$$\lambda^{m} = 1{,}885\,\sqrt{C^{\mu\cdot F}\cdot L^{\mu\cdot H}}.$$

Die Benutzung der Tafel ist überaus einfach. Man hat mit einem Faden oder einem Lineal die beiden bekannten Punkte in eine gerade Linie zu bringen und auf diese Weise den Schnittpunkt der dritten verlangten Größe zu ermitteln, welcher, je nachdem, ob es sich um Wellenlänge, Kapazität oder Selbstinduktion handelt, entweder auf der großen Achse, dem oberen oder unteren Ellipsenstück liegt. Ein weiterer Vorteil der Tafel ist der, daß dieselbe ohne weiteres für den gesamten in der drahtlosen Telegraphie gebräuchlichen Wellenbereich verwendet werden kann ohne Anstellung irgendwelcher Rechnungen.

G. Der Wellenlängenschieber von H. R. Belcher-Hickmann.

Ein für viele Zwecke brauchbarer Rechenschieber, mit Hilfe dessen man die Wellenlänge oder Frequenz einstellen kann, wenn Kapazität und Selbstinduktion gegeben sind, oder welcher umgekehrt erlaubt, die Kapazität und Selbstinduktion aus der gegebenen Wellenlänge oder Frequenz festzustellen, ist in Abb. 766 wiedergegeben. Zur Benutzung ist es nur erforderlich, den mittleren Teil, den „Läufer", auf welchem die Zeiger A und B vermerkt sind, herauszuschneiden und als Schieber zwischen dem übrig bleibenden oberen und unteren Teil anzuordnen, wozu zweckmäßig alle drei Teile auf Pappe geklebt werden, und wobei der obere und der untere Teil rückwärtig durch ein besonderes Pappestück verbunden werden.

Hat man den Rechenschieber in dieser Weise aufgezogen, so verfährt man zur Benutzung folgendermaßen:

Die Wellenlänge ist gegeben aus der Formel:

$$\lambda^{cm} = 2\pi\sqrt{C^{cm}\cdot L^{cm}}.$$

Die Frequenz wird dargestellt:

$$\nu = \frac{3\cdot 10^{10}}{\lambda}.$$

Man setzt die Kapazität (C) ein in Mikromikrofarad, multipliziert mit 100, oder in cm multipliziert mit 100, die Selbstinduktion L in 10 000 cm oder in Mikrohenry multipliziert mit 10 und liest die Wellenlänge λ oder die Frequenz ν mittels der Zeiger A oder B, welcher jeweilig auf der Skala sich befindet, ab. Benutzt man für die Ablesung den Zeiger A, so liest man die Wellenlänge λ oder Frequenz ν direkt ab, benutzt man zur Ablesung die Marke B, so multipliziert man für die Wellenlänge den abgelesenen Wert mit 0,1 für die Frequenz mit 10.

Ist andererseits die Wellenlänge oder Frequenz gegeben, und soll die Kapazität oder Selbstinduktion gefunden werden, so verfährt man wie folgt:

Ist die Wellenlänge im Bereiche von 1000 m, wählt man den Zeiger A, so daß man die Wellenlänge oder Frequenz erhält und liest die übereinstimmenden Divisionswerte auf der C- oder L-Skala ab. Wenn die passenden Werte sich nicht auf der Skala befinden, so benutzt man die Marke B und multipliziert die erhaltenen Werte für C oder L mit 100.

Wenn die Wellenlänge im Bereiche der Hunderte *m* ist, benutzt man die Marke B an Stelle von A. Sind brauchbare Werte nicht auf der Skala enthalten, benutzt man die Marke A und teilt C oder L durch 100.

Ähnliche Rechenschieber sind zeitlich später von der Marconigesellschaft (Wireless Press) und von Telefunken angegeben worden.

10. Eichungsmarkierungen und Ablesungsanordnungen der Wellenlänge, Kapazität, Selbstinduktion usw.

Die einfachste und allgemein im Betrieb für die Ablesung bequemste Eichungsart ist die, daß man das kontinuierlich veränderliche Glied des Resonanzkreiswellenmessers mit einem Zeiger (Fensterzeiger) versieht, welcher die direkt in Wellenlängen, Kapazitäts- oder Selbstinduktionswerten geeichte Skala bestreicht.

Hat man außer dem kontinuierlich veränderlichen Glied (z. B. dem Drehplattenkondensator) zwei oder mehrere stufenweise variable elektrische Konstante (z. B. stöpselbare Selbstinduktionsspulen), so hat man eine der Anzahl der stufenweise veränderlichen Konstanten entsprechende Zahl von Eichskalen vorzusehen (siehe z. B. Abb. 767). Um Verwechslungen bei der Ablesung nach Möglichkeit auszuschließen, macht

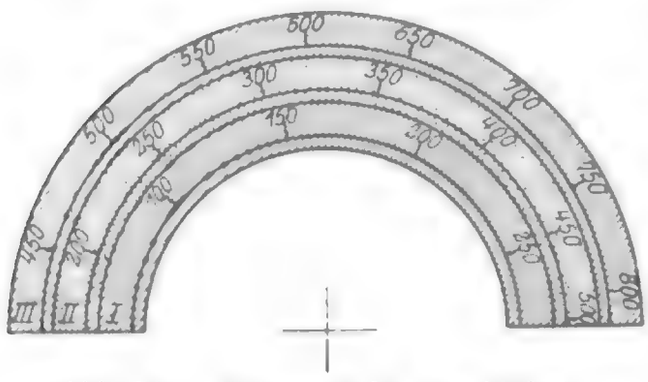


Abb. 767. Eichskalen für verschiedene Wellenbereiche.

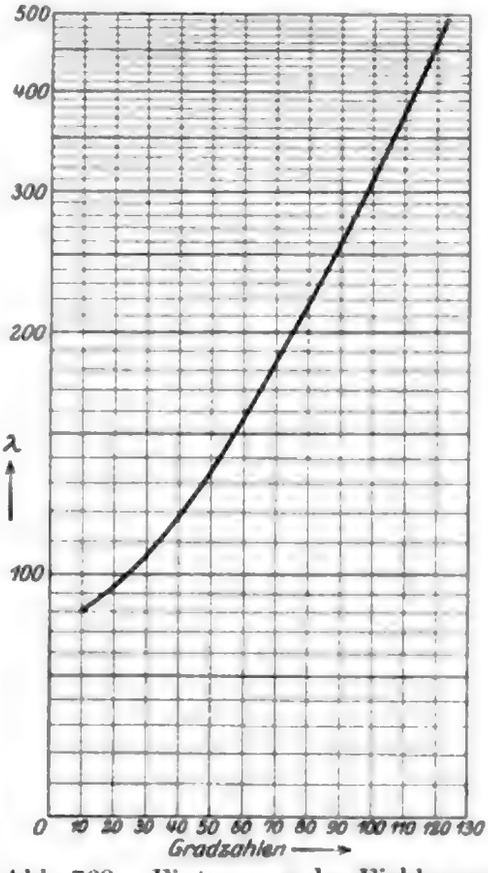


Abb. 768. Eintragung der Eichkurven auf logarithmischem Papier.

Digitized by Google

man die einzelnen Eichskalen zweckmäßig farbig (in Abb. 767 durch verschiedenartige Schraffierung, Punktierung usw. angedeutet) und versieht sie außerdem mit einer Nummerierung, den stufenweise veränderlichen Größen entsprechend.

Außerdem ist es üblich, noch eine in Graden eingeteilte Skala vorzusehen, um an Hand derselben die Wellenlänge aus einer Tabelle interpolieren zu können oder besser noch aus Eichkurven abzulesen. Insbesondere wenn das bewegliche Glied elektrisch eine große Variation bewirkt, können, namentlich bei

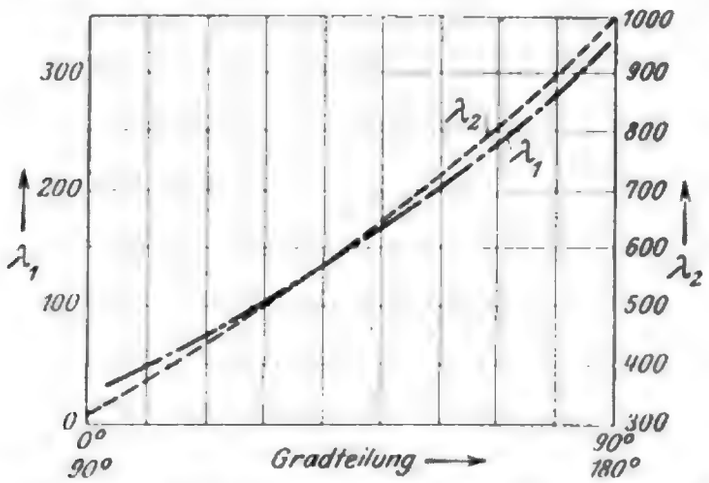


Abb. 769. Zugrundelegung eines verschiedenen Maßstabes für zwei Eichkurven, um die Deutlichkeit zu erhöhen.

kleinen Wellenlängen, die Eichung und Ablesung ungenau werden. Um dieses zu vermeiden, wendet man zweckmäßig für die Auftragung der Eichkurven logarithmisches Papier gemäß Abb. 768 an.

Man kann aber auch so vorgehen, daß man für die kleinen Wellen einen anderen Ordinatenmaßstab zugrunde legt als für die großen Wellenlängen (Lorenz A. G., 1917). In Abb. 769 sind durch λ_1, welche an der linken Ordinate abgelesen werden, die kleineren Wellen, also solche zwischen 0 und 90° Kondensatorstellung abzulesen, an der rechten Ordinate die größeren Wellen λ_2 zwischen 90 und 180°. Für erstere gilt Kurve λ_1, für letztere Kurve λ_2. Da auch der Abszissenmaßstab bei Benutzung derselben Papiergröße bei diesem Verfahren doppelt so groß wird als bei Auftragen einer einzigen Kurve, ist die hierdurch bewirkte Genauigkeit der Eichung und Ablesung wesentlich besser, als wenn man unter Anwendung desselben Maßstabes nur eine einzige Kurve für den gesamten Bereich vorsehen würde.

Druck der Universitätsdruckerei H. Stürtz A.-G., Würzburg.

Digitized by Google

Digitized by Google

STANFORD UNIVERSITY LIBRARY

To avoid fine, this book should be returned on or before the date last stamped below.

FEB 13 1938

NOV 1938

DEC 15 1

STANFORD UNIVERSITY LIBRARY

To avoid fine, this book should be returned on or before the date last stamped below.

FEB 16 1933

NOV 1938

15

STANFORD UNIVERSITY LIBRARY

To avoid fine, this book should be returned on or before the date last stamped below

FEB 27 1933
FEB 18 1938
NOV 1938
DEC 16 1

STANFORD UNIVERSITY LIBRARY

To avoid fine, this book should be returned on or before the date last stamped below.

FEB 27 1923
FEB 18 1938
NOV 25 1938
DEC 15 1938

Digitized by Google

Digitized by Google